Paul R. Gray **Robert G. Meyer**

CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

Analiză și proiectare

Traducere
după ediția a III-a:
Mircea Bodea



EDITURA TEHNICĂ
București, 1997

Paul R. Gray, Robert G. Meyer
Analysis and Design of Analog Integrated Circuits
Third Edition

Adresa: EDITURA TEHNICĂ
Piaţa Presei Libere, 1
33 Bucureşti, România
cod 71341

Redactor: ing. MIHAELA MARIAN
Machetare figuri: CRISTINA BACIU
Coperta seriei: ing. SILVIA CÂNDEA

Bun de tipar: 2.12.1997 Coli tipo: 49,5
C.Z.U.: 621.38
ISBN 973-31-1150-3

CUVÂNT ÎNAINTE

Versiunea în limba română a primei ediţii a cărţii **Analiza şi proiectarea circuitelor integrate analogice** *de* **P.R. Gray şi R.G. Meyer (Wiley, 1977)** *a apărut în 1983 la Editura Tehnică. Între timp cartea a cunoscut încă două ediţii în limba engleză.*

Cartea pe care cititorul o are acum în mână reprezintă versiunea în limba română a celei de a treia ediţii, reactualizându-se astfel prezenţa sa în teritoriul literaturii tehnice româneşti. În această ultimă ediţie autorii au introdus, păstrând arhitectura iniţială a cărţii şi folosind o tratare unitară, şi cunoştinţele fundamentale legate de analiza şi proiectarea circuitelor integrate analogice MOS, pe lângă cele legate de circuitele integrate bipolare.

Încă de la apariţie, această carte a dobândit statutul de lucrare de referinţă. Evaluarea pe care o făceam cărţii în prefaţa la ediţia română din 1983 nu numai că a rămas neschimbată, ci s-a consolidat, fiind validată prin folosirea sa intensivă şi pe scară mare în activitatea didactică şi inginerească. Acesta este de altfel şi unul din motivele care m-au determinat să includ mai jos, în aceste cuvinte de început, şi prefaţa la ediţia română de acum un deceniu şi jumătate.

Relativ la prezenta ediţie trebuie să spun, cu părere de rău, că nu a mai fost posibilă şi publicarea soluţiilor problemelor propuse de autori în ediţia originală. Versiunea românească conţine şi o completare în text (Secţiunea 5.5.8) care a fost adăugată din dorinţa de a informa cititorul despre un bloc funcţional care a ajuns la nivelul de circuit standard: protecţia termică.

Standardul ridicat la care se plasează această carte este demonstrat şi de faptul că ea este deosebit de actuală, cu toate că de la apariţia primei ediţii în limba engleză au trecut 20 de ani. O astfel de longevitate, într-un domeniu în care complexitatea circuitelor creşte exponenţial (în ultimii 30 de ani în microelectronică complexitatea a crescut cu un factor de aproximativ patru la fiecare trei ani) constituie, fără nici o îndoială, o performanţă rar întâlnită.

La întrebarea naturală „Care ar putea fi secretul perenităţii acestei cărţi?“ un prim răspuns (necesar, dar nu suficient) este dat de nivelul deosebit de competitiv al abordării didactice şi ştiinţifice a subiectului, răspuns întărit şi de observaţia că ea navighează în apele sigure ale conceptelor fundamentale.

Un alt răspuns este acela că subiectul cărţii este consonant cu cererea, în continuă creştere, de proiectanţi de circuite şi de sisteme microelectronice analogice, digitale sau cu semnale mixte. Să observăm că, la fel ca orice industrie matură, şi industria de componente s-a structurat pe domenii care au un metabolism propriu: proiectare, fabricaţie, testare. Proiectarea este astăzi o activitate independentă care are ca finalitate generarea setului de informaţii necesar pentru realizarea, de către un fabricant, a sistemului în siliciu. Dacă fabricarea circuitelor integrate a devenit practic apanajul unor mari companii, proiectarea a

ajuns o activitate curentă pentru o mulţime de companii sau grupuri fie independente, fie „de casă". Explicaţia este dată de faptul că în proiectarea de circuite integrate „taxa de intrare", adică preţul plătit pentru partea de hardware *şi* software *a investiţiei iniţiale, este relativ mică iar factorii extensivi, caracteristici domeniului fabricaţiei, sunt mult mai puţin dominanţi. Ca urmare, proiectarea de circuite şi sisteme microelectronice, prin implicaţiile sale ştiinţifice şi economice, este un subiect de o importanţă majoră care se regăseşte rezonant atât în zona de interes a instruirii universitare şi postuniversitare cât şi în aceea a interesului profesional al celor implicaţi în realizarea de sisteme microelectronice, indiferent de faptul că sunt juniori, seniori sau veterani.*

Versiunea în limba română a ediţiei a treia a cărţii ***Analiza şi proiectarea circuitelor integrate analogice*** *de* ***P.R. Gray şi R.G. Meyer (Wiley, 1992)*** *deschide seria de* ***Inginerie electronică*** *a Editurii Tehnice. Dată fiind „geometria variabilă" a domeniului de inginerie electronică şi dinamica sa deosebit de accentuată, subiectele cărţilor acestei serii se vor concentra îndeosebi pe fundamente, îmbinând abordarea didactică cu aceea de tip ingineresc. În acest fel, seria va acoperi atât cerinţele ingineriei incrementale, în care dezvoltarea se face prin contiguitate, cât şi cele ale ingineriei fundamentale, în care caracteristica majoră a dezvoltării o constituie discontinuitatea, ruperea de ritm.*

Cei care doresc „să închidă bucla" relativ la această carte şi la această ediţie sunt rugaţi să folosească următoarea adresă de E-mail: gm@mESsnet.pub.ro

Decembrie, 1997

Mircea Bodea
Laboratorul de Sisteme Microelectronice (LSmE)
Facultatea de Electronică şi Telecomunicaţii
Universitatea «POLITEHNICA» din Bucureşti

PREFAŢĂ

la prima ediţie în limba română (1983)

Odată cu apariţia versiunii în limba română a cărţii ***Analiza şi proiectarea circuitelor integrate analogice*** *în lumea electronicii româneşti pătrunde o carte bună sau, fără nici o exagerare, foarte bună, o carte de referinţă.*

De ce este o carte foarte bună?

(1) Un prim criteriu (desigur necesar, dar nu suficient) este acela al calităţii autorilor: P.R. Gray şi R.G. Meyer sunt personalităţi ale domeniului de circuite integrate. Atât activitatea lor didactică, la Universitatea Berkeley din California, cât şi aceea ştiinţifică sunt bine cunoscute specialiştilor din domeniu prin lucrările publicate în revistele internaţionale de prestigiu, prin comunicările la congresele şi conferinţele internaţionale. Cartea este un rezultat natural al activităţii şi experienţei proprii ale autorilor în domeniul circuitelor inegrate analogice.

(2) Un al doilea criteriu este acela al subiectului abordat. Titlul acestei cărţi este oarecum înşelător lăsând să se creadă că domeniul abordat este unul destul de îngust — acela al analizei şi proiectării circuitelor integrate analogice. În realitate avem în mână o carte cu o deschidere foarte largă în care într-o primă parte se prezintă cunoştinţele fundamentale legate de utilizarea tranzistoarelor bipolare şi unipolare în circuitele electronice, iar într-o a doua parte — pornindu-se de la principiul, de altfel cunoscut şi îndelung verificat în practică, al necesităţii de a înţelege structura şi limitările unui circuit particular pentru a-i putea exploata integral, în mod conştient, performanţele — se prezintă principalele blocuri funcţionale şi structurile circuitelor integrate tipice care s-au impus ca standard de funcţie analogică.

(3) Al treilea criteriu introduce în discuţie modul de prezentare al cunoştinţelor, modul în care ideile şi noţiunile noi reuşesc să ajungă în mintea cititorului. Fără îndoială că şi din acest punct de vedere cartea constituie un vârf prin modul direct, de mare accesibilitate şi claritate al expunerii, prin bogăţia figurilor şi a exemplelor. Cartea se plasează pe locul geometric care corespunde echilibrului perfect între cantitatea de informaţie şi comunicarea distilată în simplitate, a esenţei. Sinteza pe care o reuşesc autorii în acestă carte este impresionantă.

Uşurinţa aparentă cu care se recepteuză cartea aduce aminte de stilul marilor campioni: performanţa pare o stare banală, accesibilă oricărui spectator. În acest punct cred că este util să subliniez că acestă carte este una de învăţat şi nu de citit!

(4) În afara faptului că acestă carte cerne (printr-o sită cu ochiuri foarte mici) informaţia esenţială, ea se constituie şi ca moment de referinţă pentru oricine lucrează — sau se intersectează cu — domeniul circuitelor integrate analogice. Pentru cei ce lucrează în domeniu cartea constituie şi o unitate de măsură a competivităţii stabilind un nivel de referinţă care marchează locul în care s-a mutat originea pe scara dezvoltării. Odată parcursă cartea, te odihneşti, te uiţi în urmă apoi priveşti înainte şi apreciezi ce ai de făcut. Cartea îţi dă posibilitatea de a şti cine eşti şi, eventual, ce poţi să fii.

(5) Cartea oferă nu numai o informaţie foarte clară, bine sistematizată ci — fapt care este mult mai important — şi un mod de gândire în materie de circuite electronice analogice care permite abordarea inteligentă şi eficientă a tuturor problemelor de analiză şi proiectare din acest domeniu.

Pe lângă faptul că este o carte foarte bună ea este şi foarte potrivită pentru cititorii din România.

În primul rând tebuie observat că subiectul acestei cărţi este de un interes major pentru un mare număr de studenţi, ingineri mai tineri şi mai puţin tineri, o carte despre domeniul analizei şi proiectării circuitelor electronice analogice fiind de mult aşteptată. Relativ la subiectul acestei cărţi trebuie observat că acoperă un domeniu în care apele s-au liniştit, perioada actuală fiind caracterizată printr-o evoluţie mai calmă, în care ceea ce se mai poate aştepta este doar o şlefuire a performanţelor — datorită progresului tehnologic — şi mai puţin o schimbare a principiilor. Această relativă stabilitate constituie un avantaj esenţiai, făcând utilă şi posibilă scrierea şi editarea acestei cărţi.

În ceea ce priveşte cuprinsul cărţii mă voi limita la a sublinia prezenţa unui capitol destinat special tratării zgomotului. Tratarea zgomotului — din punctul de vedere al circuitului electronic — se constiuie ca o parte închegată, bine sistematizată, care adună la un loc ideile esenţiale oferind — pentru prima dată în limba română — un material de încredere, deosebit de util, gândit pentru a fi utilizat în activitatea practică. Acest capitol umple o absenţă de mult resimţită în literatura tehnică românească.

În al doilea rând apariţia acestei cărţi în limba română, asemenea altei cărţi de referinţă (A.S. Grove, Fizica şi tehnologia dispozitivelor semiconductoare, Editura tehnică, 1973, Bucureşti), marchează nivelul internaţional actual şi oferă, totodată, termenul unei comparaţii — mai mult decât satisfăcătoare — cu eforturile şi realizările româneşti. Cartea continuă linia de evoluţie a Editurii tehnice, caracterizată de prezentarea şi selectarea pentru tehnicianul şi inginerul român a lucrărilor de marcă, oferind o prelungire şi o completare a eforturilor noastre în domeniu.

Versiunea românească a cărţii conţine şi completări în text care au fost adăugate din dorinţa de a informa cititorul despre două blocuri funcţionale care au ajuns la starea de circuite standard: sursa de curent cu vârf şi protecţia termică.

Probelemele propuse spre rezolvare la sfârşitul fiecărui capitol nu constituie banale aplicaţii numerice ci extinderi (uneori deosebit de subtile) ale aspectelor de funcţionare esenţiale din punctul de vedere al aplicaţiilor practice. Asimilarea integrală a volumului imens de informaţie din carte şi familiarizarea cu ordinele de mărime specifice nu sunt posibile fără rezolvarea integrală a problemelor. De aceea, pentru a veni în ajutorul cititorilor, în versiunea românească s-au introdus şi soluţiile problemelor (propuse în textul original) elaborate de un grup de specialişti români care lucrează în domenul circuitelor integrate analogice.

Mircea Bodea
Facultatea de Electronică
Institutul Politehnic Bucureşti

PREFAŢĂ

la a treia ediţie în limba engleză

În cei 15 ani care au trecut de apariţia primei ediţii a acestei cărţi, domeniul circuitelor integrate analogice s-a dezvoltat şi s-a maturizat. Dezvoltarea iniţială a domeniului circuitelor integrate analogice, care s-a bazat pe utilizarea tehnologiilor bipolare, a fost urmată de o evoluţie rapidă a circuitelor integrate analogice MOS. În anii din urmă au apărut ca un rival serios tehnologiile BiCMOS care oferă pe acelaşi cip atât tranzistoare bipolare cât şi tranzistoare MOS. Cu toate că fabricaţia circuitelor BiCMOS este relativ mai costisitoare ele permit proiectantului să folosească cât se poate de avantajos caracteristicile particulare ale fiecărui tip de dispozitiv şi, totodată, să le combine în mod creativ. În plus, prin folosirea directă a multitudinii de celule disponibile pentru realizarea unei funcţii analogice de circuit, tehnologiile BiCMOS pot reduce timpul necesar unui circuit să ajungă pe piaţă, factor care este extrem de important. Circuitele BiCMOS se pot folosi pe acelaşi cip împreună cu circuitele logice CMOS de mică putere şi cu circuitele digitale de mare viteză ECL.

În prezenta ediţie (a treia) circuitele MOS şi circuitele bipolare fac obiectul unei tratări unitare care include şi configuraţiile MOS-bipolar, care au devenit posibile datorită tehnologiilor BiCMOS. Pentru proiectantul de circuite analogice devine din ce în ce mai important să înţeleagă temeinic asemănările şi deosebirile între dispozitivele MOS şi cele bipolare şi totodată să fie capabil să proiecteze folosind acel dispozitiv care este cel mai convenabil.

Programul de analiză SPICE este în prezent accesibil fără probleme majorităţii studenţilor, tehnicienilor şi inginerilor din domeniul ingineriei electrice. Ca urmare în acestă ediţie simularea cu SPICE a fost utilizată extensiv, în special ca parte constitutivă a multor exemple cuprinse în problemele aflate la sfârşitul fiecărui capitol. Analiza cu calculatorul a fost utilizată aşa cum este ea folosită deobicei în procesul de proiectare inginerească: atât ca verificare mult mai precisă a calculelor manuale cât şi ca instrument pentru examinarea comportării circuitelor complexe, comportare care este departe de a fi accesibilă analizei manuale. În cadrul problemelor am inclus şi câteva teme practice de proiectare cu scopul de a-l familiariza pe cititor cu situaţiile care apar în lumea reală, în care o specificaţie de performanţe dată poate fi îndeplinită de o diversitate de soluţii de circuit.

Această carte şi-a propus să fie utilă atât ca text pentru studenţi cât şi ca material de referinţă pentru inginerii practicieni. Pentru utilizarea în activitatea didactică la sfârşitul fiecărui capitol există numeroase probleme de rezolvat; problemele ilustrează aplicaţiile practice ale materialului prezentat în text. Ambii autorii au o vastă experienţă în industrie, în domeniul proiectării circuitelor integrate (CI) şi, de asemenea, în predarea de cursuri despre acest subiect. Acestă experienţă se reflectă şi în alegerea materialului care constituie cuprinsul cărţii şi al problemelor.

Deşi cartea se referă pe larg la proiectarea de CI, este inclusă şi o cantitate considerabilă de informaţii legate de utilizarea CI în aplicaţii. Deoarece în practică aceste două subiecte sunt foarte strâns legate între ele cunoaşterea lor este esenţială atât pentru proiectanţi cât şi pentru utilizatori. Ultimii constituie de departe grupul cel mai numeros; experienţa noastră arată că, pentru un utilizator de CI, cunoaşterea metodelor de proiectare a CI constituie un mare avantaj. Acest fapt devine evident în momentul în care utilizatorul trebuie să aleagă din mai multe realizări comparabile una dintre ele, pentru a satisface o cerinţă particulară dată. O înţelegere a structurii CI va fi deci extrem de utilă în evaluarea atractivităţii diferitelor soluţii de proiectare, de exemplu în condiţii extreme de mediu ambiant sau în prezenţa variaţiilor tensiunii sursei de alimentare. În plus utilizatorul de CI care cunoaşte şi funcţionarea internă a circuitului integrat se va afla într-o poziţie mult mai favorabilă în ceea ce priveşte interpretarea datelor oferite de către fabricant.

Conţinutul acestei cărţi îşi are, în mare măsură, originea în două cursuri asupra circuitelor integrate analogice ţinute la Universitatea din California, Berkeley. Primul din ele este la alegere, la nivelul de senior iar al doilea este un curs pentru studenţii graduaţi. Cartea este structurată astfel încât, prin utilizarea sa ca text de bază, să se poată preda o astfel de secvenţă de două cursuri. Materialul cel mai avansat se găseşte spre sfârşitul fiecărui capitol sau într-o anexă astfel că, într-un prim curs despre circuitele integrate analogice, el se poate omite fără a se pierde continuitatea.

În continuare se schiţează conţinutul fiecărui capitol împreună cu sugestiile de alegere a materialului care ar urma să fie acoperit de un astfel de prim curs. Se presupune că se ţin trei ore de curs pe săptămână într-un semestru de 15 săptămâni şi că studenţii au o experienţă de lucru în ceea ce priveşte transformata Laplace şi analiza circuitelor în domeniul frecvenţă. De asemenea se consideră că studenţii au audiat un curs introductiv în electronică, fiind familiarizaţi cu principiile funcţionării tranzistorului şi cu funcţionarea circuitelor analogice simple. În afara cazurilor în care se specifică altfel, pentru acoperirea fiecărui capitol sunt necesare trei sau patru ore de curs.

***Capitolul 1** conţine un rezumat despre fizica tranzistorului bipolar şi a tranzistorului MOS. Sugerăm ca pentru chestiuni selectate din acest capitol să se afecteze o săptămână, selecţia chestiunilor depinzând de nivelul iniţial al studenţilor. Într-un prim curs se poate omite materialul despre TECJ. Materialul **Capitolelor 1** şi **2** este important deoarece (după cum se va vedea în capitolele următoare) există o interacţiune semnificativă între proiectarea circuitului şi a dispozitivului. Este esenţială o înţelegere cuprinzătoare a influenţei pe care o are fabricaţia dispozitivului asupra caracteristicilor sale.*

***Capitolul 2** se ocupă cu tehnologia de fabricaţie a CI, fiind în mare măsură descriptiv. Pentru acest capitol sunt suficiente două sedinţe de curs, dacă li se cere studenţilor să citească singuri materialul capitolului.*

***Capitolul 3** tratează caracteristicile configuraţiilor elementare în care poate fi conectat tranzistorul. Materialul despre amplificatoarele cu un tranzistor va fi revăzut de studenţii care se află atât la nivel de senior cât şi la acela de graduat; se poate cere studenţilor să-l citescă singuri. Secţiunea care tratează despre amplificatoarele cu două tranzistaore poate fi discutată în treacăt şi stabilită ca lectură pentru acasă. Secţiunea care conţine perechile cu cuplaj în emitoare şi perechile de tranzistoare MOS cu cuplaj în surse este cea mai importantă; ea va fi tratată în întregime în clasă fiind necesare aproximativ trei ore. Dacă timpul o permite se poate acoperi şi materialul referitor la perechile de TECJ cu cuplaj în surse sau la ofsetul de tensiune şi de curent.*

*În **Capitolul 4** se discută două subiecte importante: sursele de curent și sarcinile active. Aceste configurații constituie blocuri constructive de bază în proiectarea CI analogice moderne. Materialul va fi parcurs în întregime cu excepția anexelor.*

***Capitolul 5** este consacrat etajelor de ieșire și metodelor de transfer a puterii de la ieșire către sarcină. Se descriu atât realizarea de circuit integrat a etajelor de ieșire în clasă A, clasă B și clasă AB cât și metodele de protecție ale etajului de ieșire. Pentru discuția în clasă se vor selecta câteva dintre subiectele tratate în acest capitol.*

***Capitolul 6** este dedicat proiectării amplificatoarelor operaționale. În calitate de exemplu ilustrativ se prezintă amănunțit analiza de curent continuu și curent alternativ a amplificatorului operațional (AO) 741 și se descriu limitările acestui AO fundamental. Apoi se tratează proiectarea AO cu caracteristici îmbunătățite, ajungând-se la prezentarea etajelor de intrare cu TECJ și tranzistoare super—β. Proiectarea AO realizate în tehnologii MOS constituie subiectul **Secțiunii 6.5** în care sunt subliniate aspectele comune diferitelor tehnologii. Materialul din acest capitol este esențial în ceea ce privește proiectarea amplificatoarelor și necesită cel puțin șase ore de curs.*

*În **Capitolul 7** se discută răspunsul în frecvență al CI. Pentru calculul — în cazul circuitelor complexe — al frecvenței la care câștigul scade cu 3 dB, se prezintă metoda constantelor de timp în gol. Materialul acestui capitol va fi acoperit în întregime.*

***Capitolul 8** descrie analiza circuitelor cu reacție. El va fi acoperit în întregime, secțiunea despre regulatoarele de tensiune fiind lăsată pentru studiu acasă.*

***Capitolul 9** se ocupă cu răspunsul în frecvență și stabilitatea circuitelor; materialul capitolului va fi acoperit în clasă până la secțiunea în care se discută locul rădăcinilor. Deși timpul poate să nu permită o discuție de detaliu a locului rădăcinilor trebuie totuși făcută o introducere în acest subiect.*

*Într-un semestru de 15 săptămâni acoperirea materialului descris mai sus lasă aproximativ două săptămâni pentru **Capitolele 10** și **11**. Alegere unor subiecte din aceste două capitole poate să fie făcută după cum se sugerează în continuare. În **Capitolul 10** sunt tratate circuitele analogice neliniare; o parte a acestui capitol — până la **Secțiunea 10.3** — poate fi acoperită într-un prim curs. **Capitolul 11** constituie o tratare cuprinzătoare a zgomotului în circuitele integrate; materialul cuprins până la, inclusiv, **Secțiunea 11.4** este potrivit pentru un al doilea curs.*

Suntem recunoscători următorilor recenzenți pentru recenzarea meticuloasă a acestei ediții: Profesor Rick Carley, Carnegie Mellon University; Profesor Khalil Najafi, University of Michigan; Profesor Eugene Chenette, University of Florida; Profesor Stanley Burns, Iowa State University; Profesor Thomas Schubert, University of San Diego; Profesor Robert Curtis, Ohio University și Profesor Edwin Greeneich, Arizona State University.

Conținutul acestei cărți a fost influențat în mare măsură de colaborarea noastră cu profesorul D.O. Pedersen de la Universitatea din California, Berkeley căruia îi suntem recunoscători pentru contribuția sa. Doamna Betty Fuller a dactilografiat manuscrisul ediției revizuite; îi apreciem munca sa remarcabilă.

Berkeley, California, 1992

Paul R. Gray
Robert G. Meyer

CUPRINS

Convenţia pentru simboluri

În această carte — în afara cazului în care se specifică altfel — se foloseşte următoarea convenţie pentru simboluri.

Mărimile legate de *polarizare* (*punctul static de funcţionare*) sau de *curent continuu* cum ar fi, de exemplu, curentul de colector al tranzistorului, I_C, şi tensiunea colector-emitor, V_{CE}, sunt notate cu litere mari şi indici mari.

Mărimile de *semnal mic* cum ar fi, de exemplu, variaţiile incrementale ale curentului de colector al tranzistorului, i_c, sunt notate cu litere mici şi indici mici. În acelaşi fel sunt notate şi elementele din circuitele echivalente de semnal mic cum ar fi, de exemplu, transconductanţa g_m.

În sfârşit, mărimi cum ar fi, de exemplu, curentul *total* de colector, I_c, care reprezintă suma dintre valoarea de curent continuu *şi* aceea de semnal sunt notate cu litere mari şi indici mici.

1

MODELE PENTRU DISPOZITIVELE ACTIVE DIN CIRCUITELE INTEGRATE

1.1 INTRODUCERE

Analiza şi proiectarea circuitelor integrate sunt puternic dependente de utilizarea unor modele potrivite pentru componentele circuitului integrat. Acest lucru este adevărat atât pentru analiza manuală în care, în general, se utilizează modele destul de simple, cât şi pentru analiza cu calculatorul în care se întâlnesc modele mult mai complexe. Deoarece acurateţea oricărei analize nu o poate depăşi pe aceea a modelului utilizat, este esenţial ca proiectantul circuitului să înţeleagă în mod profund originea modelelor curent utilizate şi a gradului de aproximare pe care îl implică fiecare din ele.

Acest capitol se ocupă cu deducerea modelelor de semnal mare şi de semnal mic ale dispozitivelor din circuitele integrate. Se începe cu tratarea proprietăţilor joncţiunilor *pn*, care constituie părţi de bază ale celor mai multe elemente ale circuitului integrat. Deoarece această carte se ocupă în primul rând cu analiza şi proiectarea circuitelor, nu s-a încercat să se dea o tratare completă a fizicii semiconductorilor; accentul s-a pus pe rezumarea aspectelor fundamentale ale comportării dispozitivului semiconductor şi pe indicarea modului în care se pot modela aceste aspecte prin circuite echivalente.

1.2 REGIUNEA DE SARCINĂ SPAŢIALĂ A UNEI JONCŢIUNI *pn*

Proprietăţile joncţiunii *pn* polarizată invers au o influenţă însemnată asupra caracteristicilor unui mare număr de componente din circuitul integrat. De exemplu, în tehnologia convenţională a circuitelor integrate toate componentele sunt izolate prin joncţiuni *pn* polarizate invers, joncţiuni care introduc pentru fiecare componentă capacităţi parazite, dependente de tensiune. În plus un număr de caracteristici importante ale tranzistoarelor bipolare cum ar fi, de exemplu, tensiunea de străpungere şi rezistenţa de ieşire, depind direct de proprietăţile regiunii golite a unei joncţiuni *pn* polarizată invers. În sfârşit, funcţionarea tranzistorului cu efect de câmp cu grilă-joncţiune este controlată de extinderea regiunii golite

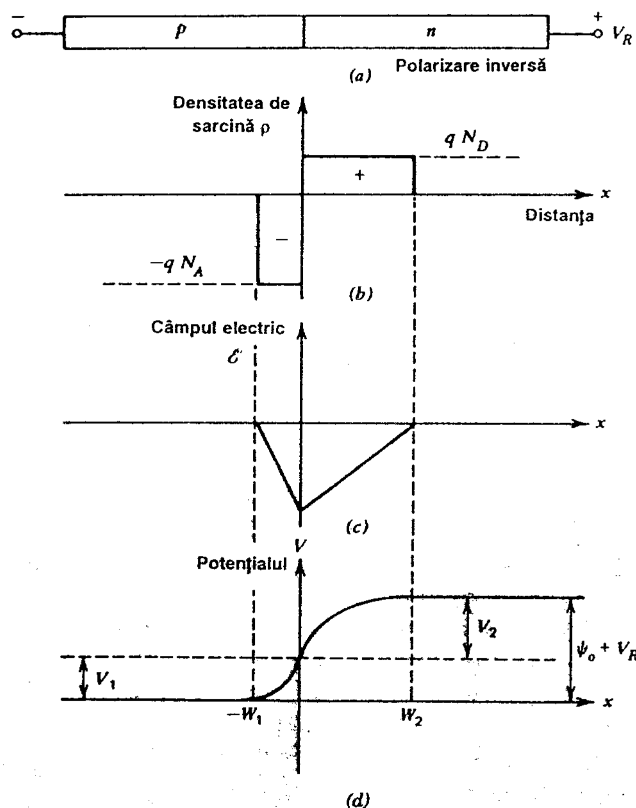


Fig. 1.1 Joncţiunea abruptă polarizată invers cu o tensiune V_R. (*a*) Modelul. (*b*) Densitatea de sarcină. (*c*) Câmpul electric. (*d*) Potenţialul electrostatic.

a unei joncţiuni *pn*. În continuare se va face o analiză a regiunii de sarcină spaţială a unei joncţiuni *pn* polarizată invers, analiză justificată atât de importanţa pe care o prezintă regiunea golită, cât şi de numărul mare de situaţii în care intervine. Proprietăţile joncţiunilor *pn* polarizate sunt tratate în *Secţiunea 1.3*, în care se descrie funcţionarea tranzistorului bipolar.

Fie o joncţiune *pn* polarizată invers, după cum se indică în fig. 1.1. În semiconductorul de tip *n* şi de tip *p* se vor presupune *concentraţii constante* de atomi donori, N_D (atomi/cm^3), respectiv acceptori N_A (atomi/cm^3). Caracteristicile joncţiunilor *pn* la care concentraţiile de impurităţi nu sunt constante vor fi descrise ulterior. Ca urmare a diferenţei existente între concentraţiile purtătorilor în zonele de tip *p* şi de tip *n*, la graniţa (la joncţiunea) dintre aceste zone se va forma o regiune în care sarcinile mobile (golurile şi electronii) sunt îndepărtate, rămânând numai sarcinile fixe ale ionilor acceptori şi donori. Deoarece fiecărui ion acceptor îi corespunde o sarcină negativă şi fiecărui ion donor una pozitivă, regiunea de lângă graniţă este o regiune în care există o sarcină spaţială importantă rezultând astfel şi un câmp electric mare. Această regiune se numeşte *regiune golită* sau *regiune de sarcină spaţială*. Se presupune că marginile regiunii golite sunt net definite (tranziţia de la regiunea golită la restul materialului semiconductor se face brusc - după cum se indică în fig. 1.1), presupunere care constituie în multe cazuri o aproximaţie suficient de bună.

Pentru o polarizare nulă, variaţia totală de potenţial în joncţiune este ψ_0, mărime care se numeşte *diferenţa internă de potenţial*. Această barieră de potenţial se opune difuziei peste joncţiune - la echilibru - a golurilor şi electronilor mobili. Valoarea sa este dată[1] de

$$\psi_0 = V_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} , \tag{1.1}$$

unde

$$V_T = \frac{kT}{q} = 26 \text{ mV} \qquad \text{la } 300 \text{ K} .$$

Mărimea n_i este concentraţia intrinsecă (pentru un semiconductor pur) a purtătorilor, având pentru siliciu la 300 K valoarea $n_i \simeq 1{,}5 \times 10^{10}$ cm^{-3}.

Prin aplicarea unei tensiuni inverse V_R, înălţimea barierei de potenţial se măreşte, devenind $(\psi_0 + V_R)$. Deoarece sarcinile totale, pe unitatea de arie, de fiecare parte a joncţiunii trebuie să fie egale şi de semn contrar rezultă că

$$W_1 N_A = W_2 N_D , \tag{1.2}$$

unde W_1, W_2 sunt distanţele pe care se extinde regiunea golită în regiunea de tip p, respectiv de tip n.

Ecuaţia lui Poisson, unidimensională, cere ca

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{\rho}{\varepsilon} = -\frac{qN_A}{\varepsilon} \qquad \text{pentru} \qquad -W_1 < x < 0 , \tag{1.3}$$

unde ρ este densitatea de sarcină, q sarcina electronului ($1{,}6 \times 10^{-19}$ C) iar ε permitivitatea dielectrică a siliciului ($1{,}04 \times 10^{-12}$ F/m). Adeseori permitivitatea se exprimă sub forma

$$\varepsilon = K_s \varepsilon_0 , \tag{1.4}$$

unde K_s este constanta dielectrică a siliciului iar ε_0 permitivitatea vidului ($8{,}86 \times 10^{-14}$ F/m). Integrând (1.3) se obţine

$$\frac{dV}{dx} = \frac{qN_A}{\varepsilon} x + C_1 , \tag{1.5}$$

unde C_1 este o constantă. Câmpul electric este dat de

$$\mathscr{E} = -\frac{dV}{dx} = -\left(\frac{qN_A}{\varepsilon} x + C_1 \right) . \tag{1.6}$$

Deoarece în afara regiunii golite câmpul electric este nul, o condiţie la limită este

$$\mathscr{E} = 0 \qquad \text{pentru} \qquad x = -W_1 .$$

Utilizând această condiţie în (1.6) rezultă

$$\mathscr{E} = -\frac{qN_A}{\varepsilon}(x + W_1) = -\frac{dV}{dx} \qquad \text{pentru} \qquad -W_1 < x < 0 . \tag{1.7}$$

Deci dublul strat de sarcină care există la joncţiune dă naştere unui câmp electric care variază liniar cu distanţa.

Integrând (1.7) se obţine

$$V = \frac{qN_A}{\varepsilon}\left[\frac{x^2}{2} + W_1 x\right] + C_2 \,. \tag{1.8}$$

Dacă se ia (arbitrar) ca potenţial nul potenţialul părţii neutre a regiunii de tip p, se obţine a doua condiţie la limită

$$V = 0 \qquad \text{pentru} \qquad x = -W_1 \,.$$

Utilizând această condiţie în (1.8) rezultă

$$V = -\frac{qN_A}{\varepsilon}\left[\frac{x^2}{2} + W_1 x + \frac{W_1^2}{2}\right] \qquad \text{pentru} \qquad -W_1 < x < 0 \,. \tag{1.9}$$

Notând $V(x=0)=V_1$ din (1.9) se obţine

$$V_1 = -\frac{qN_A}{\varepsilon}\frac{W_1^2}{2} \,. \tag{1.10}$$

Diferenţa de potenţial de la $x=0$ la $x=W_2$ se notează cu V_2:

$$V_2 = -\frac{qN_D}{\varepsilon}\frac{W_2^2}{2} \,. \tag{1.11}$$

Căderea totală de tensiune pe joncţiune este

$$\psi_0 + V_R = V_1 + V_2 = \frac{q}{2\varepsilon}\left(N_A W_1^2 + N_D W_2^2\right) \,. \tag{1.12}$$

Înlocuind (1.2) în (1.12) se obţine

$$\psi_0 + V_R = \frac{qW_1^2 N_A}{2\varepsilon}\left[1 + \frac{N_A}{N_D}\right] \,. \tag{1.13}$$

Din (1.13) rezultă adâncimea de pătrundere a regiunii golite în regiunea de tip p:

$$W_1 = \left[\frac{2\varepsilon(\psi_0 + V_R)}{qN_A\left[1 + \dfrac{N_A}{N_D}\right]}\right]^{1/2} \,. \tag{1.14}$$

Similar, se obţine

$$W_2 = \left[\frac{2\varepsilon(\psi_0 + V_R)}{qN_D\left[1 + \dfrac{N_D}{N_A}\right]}\right]^{1/2} \,. \tag{1.15}$$

Relaţiile (1.14) şi (1.15) arată că regiunea golită se extinde în regiunile de tip p şi n invers proporţional cu concentraţia de impuritaţi şi direct proporţional cu $\sqrt{\psi_0 + V_R}$.

Dacă una din concentraţii, fie N_D, fie N_A, este mult mai mare decât cealaltă, regiunea golită se extinde aproape în totalitate în regiunea *mai slab dopată.*

■ EXEMPLU

O joncţiune abruptă din siliciu are concentraţiile de impurităţi $N_A = 10^{15}$ atomi/cm^3 şi $N_D = 10^{16}$ atomi/cm^3. Să se calculeze diferenţa de potenţial internă, extinderea regiunii golite în materialul de tip p şi n şi câmpul electric maxim pentru o polarizare inversă de 10 V.

Din (1.1) se obţine:

$$\psi_0 = 26 \ \ln \frac{10^{15} \times 10^{16}}{2{,}25 \times 10^{22}} \ \text{mV} = 638 \ \text{mV} \quad \text{la} \quad 300\text{K} .$$

Extinderea regiunii golite în regiunea de tip p rezultă din (1.4):

$$W_1 = \sqrt{\frac{2 \times 1{,}04 \times 10^{-12} \times 10{,}64}{1{,}6 \times 10^{-19} \times 10^{15} \times 1{,}1}} = 3{,}5 \times 10^{-4} \ \text{cm} = 3{,}5 \ \mu\text{m}.$$

Pentru regiunea de tip n — mai puternic dopată — extinderea regiunii golite va fi:

$$W_2 = \sqrt{\frac{2 \times 1{,}04 \times 10^{-12} \times 10{,}64}{1{,}6 \times 10^{-19} \times 10^{16} \times 11}} = 0{,}35 \times 10^{-4} \ \text{cm} = 0{,}35 \ \mu\text{m} .$$

În sfârşit, din (1.7) rezultă că valoarea maximă a câmpului se obţine pentru $x=0$:

$$\mathscr{E}_{\max} = -\frac{qN_A}{\varepsilon} W_1 = -1{,}6 \times 10^{-19} \frac{10^{15} \times 3{,}5 \times 10^{-4}}{1{,}04 \times 10^{-12}} = -5{,}4 \times 10^4 \ \text{V/cm} .$$

De remarcat valoarea mare a acestui câmp electric.

1.2.1 Capacitatea regiunii golite (capacitatea de barieră)

Deoarece există *o sarcină Q, dependentă de tensiune*, care se poate asocia regiunii golite, se poate calcula o capacitate de semnal mic, C_j:

$$C_j = \frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}V_R} = \frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}W_1} \frac{\mathrm{d}W_1}{\mathrm{d}V_R} . \qquad (1.16)$$

Evident

$$\mathrm{d}Q = A q N_A \mathrm{d}W_1 , \qquad (1.17)$$

unde A este aria transversală a joncţiunii.

Prin diferenţierea expresiei 1.14 se obţine

$$\frac{dW_1}{dV_R} = \left[\frac{\varepsilon}{2qN_A\left[1+\frac{N_A}{N_D}\right](\psi_0+V_R)}\right]^{1/2}. \tag{1.18}$$

Înlocuind (1.17) şi (1.18) în (1.16) rezultă

$$C_j = A\left[\frac{q\varepsilon N_A N_D}{2(N_A+N_D)}\right]^{1/2}\frac{1}{\sqrt{\psi_0+V_R}}. \tag{1.19}$$

Relaţia anterioară s-a dedus pentru cazul în care pe diodă se aplică o polarizare inversă. Totuşi ea este valabilă şi pentru o polarizare directă cu condiţia ca valoarea curentului direct să fie mică. Deci, dacă V_D reprezintă tensiunea de polarizare a joncţiunii (pozitivă pentru o polarizare directă şi negativă pentru o polarizare inversă), relaţia 1.19 se poate scrie:

$$C_j = A\left[\frac{q\varepsilon N_A N_D}{2(N_A+N_D)}\right]^{1/2}\frac{1}{\sqrt{\psi_0-V_D}}. \tag{1.20}$$

sau

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1-\frac{V_D}{\psi_0}}} \tag{1.21}$$

unde C_{j0} este valoarea capacităţii C_j la V_D=0.

Expresiile 1.10 şi 1.21 au fost obţinute presupunând concentraţiile de impurităţi din regiunile de tip p şi n constante. Totuşi pentru unele joncţiuni difuzate o aproximaţie mai apropiată de cazul real o constituie aceea a unui profil de impurităţi *gradat*, aşa cum se indică în fig. 1.2. În acest caz, calcule similare cu cele precedente conduc la o dependenţă de forma

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt[3]{1-\frac{V_D}{\psi_0}}} \tag{1.22}$$

Trebuie observat că atât (1.21) cât şi (1.22) dau pentru C_j o valoare care tinde la infinit atunci când V_D se apropie de ψ_0. Deoarece curentul care trece prin diodă atinge în aceste condiţii valori mari expresiile 1.21 şi 1.22 nu mai sunt valabile.

O analiză mult mai exactă[2,3] a comportării capacităţii C_j în funcţie de tensiunea V_D dă rezultatul indicat în fig. 1.3.

Pentru tensiuni directe de până la aproximativ $\psi_0/2$ valoarea dată de relaţia 1.21 pentru C_j este foarte apropiată de aceea care rezultă din analiza mult mai exactă. Ca o aproximaţie, unele programe de analiză utilizează pentru calculul valorii capacităţii C_j pentru $V_D > \psi_0$ o extrapolare liniară a expresiilor 1.21 sau 1.22.

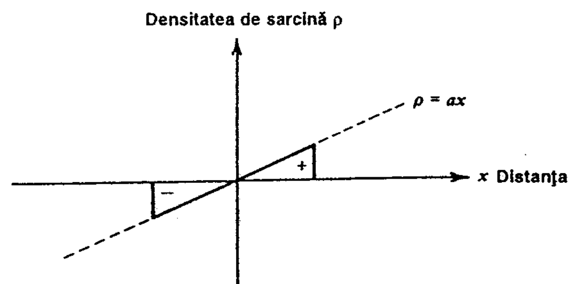


Fig. 1.2 Dependenţa densităţii de sarcină în funcţie de distanţă pentru o joncţiune gradată.

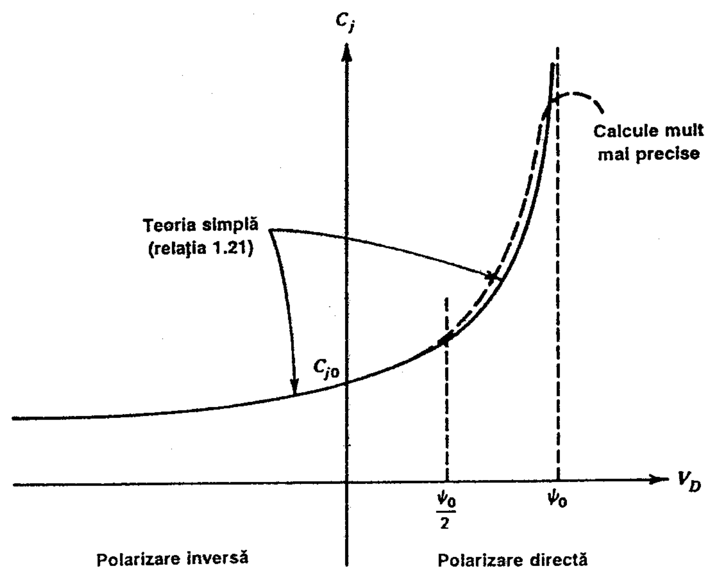


Fig. 1.3 Comportarea capacităţii de barieră C_j a unei joncţiuni *pn* în funcţie de polarizarea V_D.

■ EXEMPLU

Capacitatea unei joncţiuni difuzate, pentru o tensiune de polarizare nulă, este de 3pF, iar ψ_0=0,5 V. Să se calculeze capacitatea pentru o polarizare inversă de 10 V. Se va presupune că profilul de impurităţi se poate aproxima ca abrupt.

Din (1.21) se obţine

$$C_j = \frac{3}{\sqrt{1 + \frac{10}{0,5}}} = 0,65 \text{ pF} .$$

1.2.2 Străpungerea joncţiunii

După cum rezultă din fig. 1.1*c* câmpul electric din regiunea golită atinge valoarea maximă la $x=0$, având pentru o joncţiune abruptă expresia

$$\mathscr{E}_{max} = -\frac{qN_A}{\varepsilon} W_1 \tag{1.23}$$

care rezultă direct din (1.7). Prin înlocuirea expresiei 1.14 în (1.23) se obţine relaţia

$$|\mathscr{E}_{max}| = \left[\frac{2qN_A N_D V_R}{\varepsilon(N_A + N_D)}\right]^{1/2} \tag{1.24}$$

în care s-a neglijat ψ_0. Relaţia 1.24 arată că valoarea maximă a câmpului creşte odată cu scăderea concentraţiei de impurităţi (a dopajului) şi odată cu creşterea polarizării inverse. Această relaţie, deşi este utilă pentru că indică dependenţa valorii $\mathscr{E}_{max}$ în funcţie de diverse variabile, este însă valabilă strict numai pentru cazul joncţiunii plane ideale. La joncţiunile reale se manifestă o serie de efecte de margine care determină valori mai mari ale câmpului $\mathscr{E}_{max}$ datorită concentrării câmpului la marginile curbate ale joncţiunii.

Prin orice joncţiune *pn* polarizată invers trece un mic curent invers datorat prezenţei golurilor şi electronilor minoritari în vecinătatea regiunii golite. Aceşti purtători minoritari sunt trecuţi peste regiunea golită de câmpul electric existent în această regiune, contribuind la formarea curentului rezidual al joncţiunii. Pe măsură ce tensiunea inversă pe joncţiune creşte, câmpul maxim creşte, iar purtătorii achiziţionează în zona golită între două ciocniri succesive cu reţeaua, cantităţi de energie tot mai mari. La o valoare critică a câmpului ($\mathscr{E}_{crit}$) purtătorii care traversează regiunea golită ajung să aibă o energie suficientă pentru a crea noi perechi gol-electron ca urmare a ciocnirilor cu atomii de siliciu. Purtătorii care apar, creează la rândul lor alte perechi ş.a.m.d. Acest proces se numeşte *multiplicare în avalanşă* şi conduce la o creştere bruscă a curentului invers. Valoarea câmpului $\mathscr{E}_{crit}$ este de aproximativ 3×10^5 V/cm pentru concentraţii de impurităţi în gama 10^{15}—10^{16} atomi/cm^3 şi creşte încet odată cu creşterea concentraţiei de impurităţi atingând o valoare de aproximativ 10^6 V/cm pentru concentraţii de 10^{18} atomi/cm^3.

O caracteristică I-V tipică pentru o diodă cu joncţiune este indicată în fig. 1.4. Efectul străpungerii în avalanşă este pus în evidenţă de creşterea puternică a curentului invers care are loc îndată ce tensiunea inversă atinge tensiunea de străpungere *BV*. Aceasta corespunde atingerii de către valoarea maximă a câmpului a valorii $\mathscr{E}_{crit}$. Empiric s-a găsit că între valoarea curentului invers normal (fără efectul avalanşei), I_R, al unei diode şi valoarea curentului invers în apropierea străpungerii, I_{RA}, există relaţia

$$I_{RA} = MI_R\ , \tag{1.25}$$

unde M este *factorul de multiplicare* dat de

$$M = \frac{1}{1 - \left(\dfrac{V_R}{BV}\right)^n}\ . \tag{1.26}$$

V_R fiind tensiunea inversă pe diodă iar coeficientul n având o valoare cuprinsă între 3 şi 6.

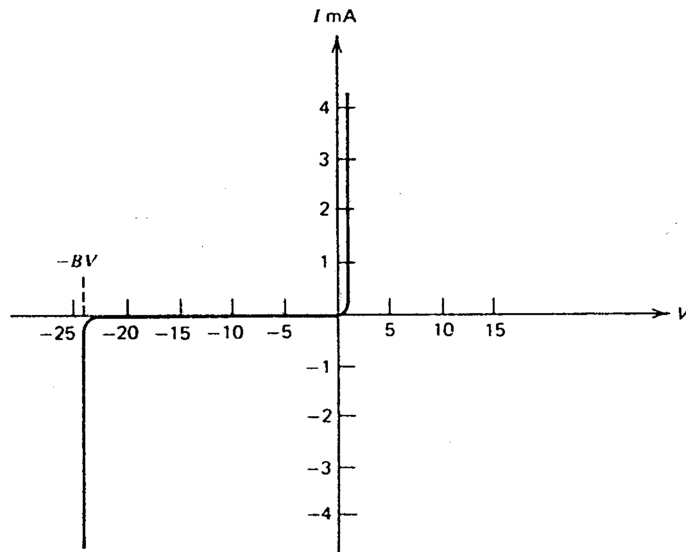


Fig. 1.4 Caracteristica tipică I-V pentru o diodă semiconductoare (se pune în evidenţă străpungerea prin avalanşă).

Funcţionarea unei joncţiuni *pn* în regiunea de străpungere nu este inerent distructivă. Totuşi valoarea curentului de avalanşă trebuie limitată prin rezistenţe exterioare pentru a nu se ajunge la o valoare excesivă a puterii disipate pe joncţiune, care poate duce la distrugerea dispozitivului.

Diodele care funcţionează în regiunea de avalanşă sunt mult utilizate ca referinţe de tensiune fiind denumite *diode Zener*. În afara procesului de străpungere prin avalanşă descris anterior mai există încă un alt proces diferit, denumit *străpungere Zener*[5]. Străpungerea Zener are loc numai în joncţiuni puternic dopate în care câmpul electric devine suficient de intens (chiar la tensiuni inverse mici) astfel încât să poată să rupă electronii din legăturile de valenţă. Acest proces se numeşte *tunelare*; în acest caz efectul de multiplicare de la străpungerea în avalanşă nu mai există. Deşi mecanismul de străpungere Zener este important numai pentru tensiuni de străpungere mai mici ca (aproximativ) 6 V, toate diodele care lucrează în zona de străpungere sunt denumite cu termenul generic de diode Zener.

Calculele date anterior s-au referit la caracteristicile străpungerii joncţiunilor plane abrupte. Aceste calcule nu se pot aplica joncţiunilor difuzate întâlnite uzual în circuitele integrate (joncţiuni planare). Pentru joncţiunile planare s-au făcut calcule speciale ale căror rezultate sunt tabelate pentru uzul proiectanţilor[5]. În particular trebuie menţionat că efectele de margine din joncţiunile planare pot coborî tensiunea de străpungere până la 50% din valoarea calculată pentru joncţiunea plană.

■ EXEMPLU

O joncţiune *pn* abruptă are concentraţiile de impurităţi $N_A = 5 \times 10^{15}$ atomi/cm^3 şi $N_D = 10^{16}$ atomi/cm^3. Să se calculeze tensiunea de străpungere dacă $\mathscr{E}_{crit} = 3 \times 10^5$ V/cm.

Tensiunea de străpungere se calculează înlocuind în (1.24) $\mathscr{E}_{max} = \mathscr{E}_{crit}$. Se obţine:

$$BV = \frac{\varepsilon(N_A + N_D)}{2qN_AN_D}\mathscr{E}^2_{crit} = \frac{10{,}04\times10^{-12}\times15\times10^{15}}{2\times1{,}6\times10^{-12}\times5\times10^{15}\times10^{16}}\times9\times10^{10}\text{ V} = 88\text{ V}\ .$$

1.3 COMPORTAREA LA SEMNAL MARE A TRANZISTOARELOR BIPOLARE

În această secţiune se discută comportarea la semnal mare, sau de curent continuu, a tranzistoarelor bipolare. Se determină modelele de semnal mare pentru calculul curenţilor şi tensiunilor în circuitele cu tranzistoare, considerându-se şi efecte neincluse în mod obişnuit în modele cum ar fi, de exemplu, limitările date de tensiunea de străpungere. Se tratează în detaliu şi unele efecte de ordinul doi, de exemplu, variaţia câştigului în curent în funcţie de curentul de colector şi tensiunea Early, care pot să conteze în multe circuite.

Convenţia de semne utilizată pentru curenţii şi tensiunile tranzistorului bipolar este indicată în fig. 1.5. Toţi curenţii din punctul static de funcţionare se presupun pozitivi dacă intră în dispozitiv, indiferent de faptul că tranzistorul este *npn* sau *pnp*.

1.3.1 Modele de semnal mare în regiunea activă directă

Structura tipică a unui tranzistor bipolar planar *npn* este dată în fig. 1.6*a*, în care colectorul, baza şi emitorul au fost notate *C*, respectiv *B*,*E*.

Metoda de fabricare a unui astfel de tranzistor este descrisă în *Capitolul 2*, unde se arată că profilul concentraţiei de impurităţi în baza şi emitorul său nu este constant, ci variază cu distanţa de la suprafaţa de „sus" (pe care se află contactele). Totuşi, multe din caracteristicile acestui tranzistor pot fi deduse prin analiza unei structuri idealizate, ca aceea prezentată în fig. 1.6*b*. În această structură concentraţiile de impurităţi în bază şi în emitor se presupun constante: tranzistorul cu această structură este denumit uneori tranzistorul cu „bază uniformă". În analiza care urmează, acolo unde va fi posibil, ecuaţiile pentru tranzistorul cu bază uniformă vor fi date sub o formă care se aplică şi pentru tranzistorul cu bază neuniformă.

Fie secţiunea transversală *AA*' prin dispozitivul din fig. 1.6*b*.

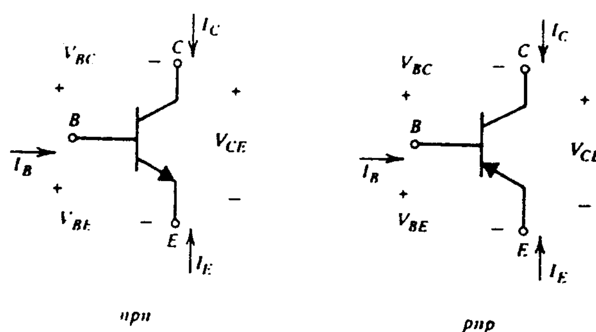


Fig. 1.5 Convenţia de semne pentru tranzistorul bipolar.

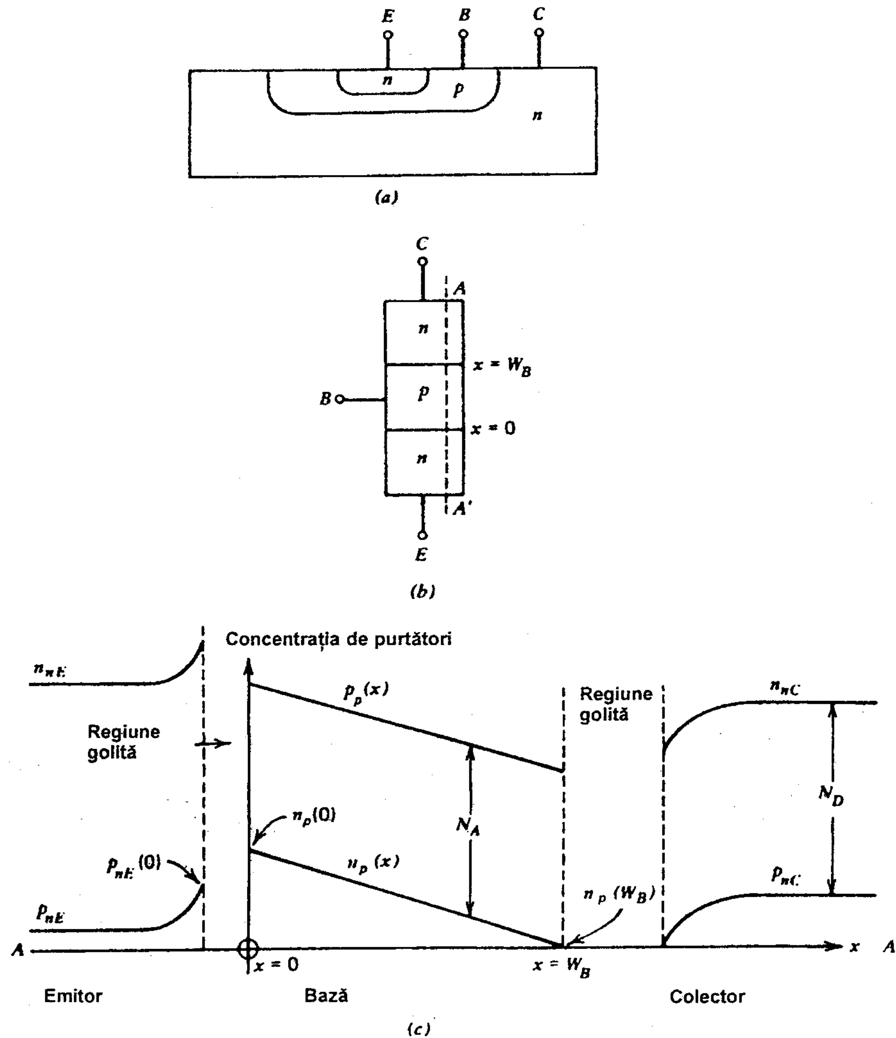


Fig. 1.6 (*a*) Secțiune transversală printr-o structură de tranzistor planar *npn* tipic. (*b*) Structura idealizată a tranzistorului. (*c*) Concentrațiile de purtători în lungul secțiunii *AA'* prin tranzistorul din (*b*). Concentrațiile de impurități se presupun constante. (Desenul nu este făcut la scară).

Concentrațiile de purtători în această secțiune sunt indicate în fig. 1.6*c*. Concentrațiile de goluri sunt notate prin p, iar cele de electroni cu n, indicii p sau n reprezentând regiunile de tip p, respectiv n. Regiunile de tip n ale emitorului și ale colectorului sunt diferențiate prin indicii E, respectiv C.

Concentrațiile de purtători prezentate în fig. 1.6*c* se referă la cazul unui tranzistor care este polarizat în *regiunea activă directă* (o altă denumire curent utilizată este *regiunea activă normală*). Aceasta înseamnă că joncțiunea bază-emitor este polarizată direct, iar joncțiunea bază-colector este polarizată invers.

Concentraţiile de purtători minoritari în bază la marginile regiunilor golite pot fi calculate printr-o aproximare Boltzmann a funcţiei de distribuţie Fermi-Dirac, obţinându-se[6]

$$n_p(0) = n_{p0} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} , \tag{1.27}$$

$$n_p(W_B) = n_{p0} \exp \frac{V_{BC}}{V_T} \simeq 0 , \tag{1.28}$$

unde W_B este grosimea bazei măsurată de la marginea regiunii golite bază-emitor până la marginea regiunii golite bază-colector, iar n_{p0} este concentraţia de echilibru a electronilor în bază. Se observă că valoarea concentraţiei $n_p(W_B)$ pentru un tranzistor care funcţionează în regiunea activă directă este foarte mică.

În deducerea expresiilor 1.27 şi 1.28 s-au presupus condiţii de nivel mic de injecţie, ceea ce înseamnă că întotdeauna concentraţiile de purtători minoritari sunt mult mai mici decât concentraţiile de purtători majoritari.

Dacă *recombinarea* golurilor şi electronilor în bază este mică, se poate arăta[7] că dependenţa în funcţie de distanţă a concentraţiei de purtători minoritari în bază $n_p(x)$ este *liniară*. Ca urmare în fig. 1.6*c* punctele care reprezintă concentraţiile la $x=0$ şi $x=W_B$ se pot uni printr-o linie dreaptă.

Din condiţia de neutralitate a sarcinii în bază rezultă că

$$N_A + n_p(x) = p_p(x) \tag{1.29}$$

sau

$$p_p(x) - n_p(x) = N_A , \tag{1.30}$$

unde $p_p(x)$ este concentraţia de goluri în bază iar N_A este concentraţia de impurităţi în bază, care se presupune constantă. Expresia 1.30 arată că între concentraţia de goluri şi concentraţia de electroni există o diferenţă constantă; prin urmare şi $p_p(x)$ variază liniar cu distanţa.

Curentul de colector este produs de purtătorii minoritari (electroni) care difuzează în bază în direcţia gradientului de concentraţie ajungând la regiunea golită bază-colector unde sunt preluaţi de câmpul existent în această regiune şi trecuţi în zona colectorului.

Densitatea de curent de difuzie datorată electronilor în bază este

$$J_n = qD_n \frac{\mathrm{d}n_p(x)}{\mathrm{d}x} \tag{1.31}$$

unde D_n este coeficientul de difuzie pentru electroni. Din fig. 1.6*c* rezultă

$$J_n = -qD_n \frac{n_p(0)}{W_B} . \tag{1.32}$$

Dacă se notează I_C curentul de colector şi se consideră că este pozitiv dacă *intră* în colector, din (1.22) se obţine

$$I_C = qAD_n \frac{n_p(0)}{W_B} \tag{1.33}$$

unde A este aria transversală a emitorului.

Înlocuind (1.27) în (1.33) se găseşte

$$I_C = \frac{qAD_n n_{p0}}{W_B} \exp\frac{V_{BE}}{V_T} \tag{1.34}$$

sau

$$I_C = I_S \exp\frac{V_{BE}}{V_T} , \tag{1.35}$$

unde

$$I_S = \frac{qAD_n n_{p0}}{W_B} \tag{1.36}$$

este o mărime folosită pentru a descrie caracteristica de transfer a unui tranzistor în regiunea activă directă. Relaţia 1.36 poate fi rescrisă în funcţie de concentraţia de impurităţi din bază observând[8] că (vezi *Capitolul 2*)

$$n_{p0} = \frac{n_i^2}{N_A} . \tag{1.37}$$

Înlocuind (1.37) în (1.36) se obţine

$$I_S = \frac{qAD_n n_i^2}{W_B N_A} = \frac{qA\overline{D}_n n_i^2}{Q_B} \tag{1.38}$$

unde $Q_B = W_B N_A$ este numărul de atomi de impuritate din bază pe unitatea de arie a emitorului iar n_i este concentraţia intrinsecă a purtătorilor în siliciu. Sub această formă expresia 1.38 se aplică atât tranzistorului cu bază uniformă, cât şi aceluia cu bază neuniformă. În ultimul caz D_n se înlocuieşte cu $\overline{D}_n$, care este valoarea medie a constantei de difuzie a electronilor în bază. Introducerea acestei valori medii este necesară deoarece valoarea constantei de difuzie depinde de concentraţia de impurităţi. Valorile tipice ale curentului I_S, dat de expresia 1.38, sunt de 10^{-14}—10^{-16} A. Relaţia 1.35 dă curentul de colector ca o funcţie de tensiunea bază-emitor.

Curentul de bază, I_B, este şi el un parametru important; pentru valori moderate ale curentului, este compus din două componente majore. Una din ele I_{B1}, dată de recombinarea golurilor şi electronilor în bază, este proporţională cu sarcina de purtători minoritari din bază, Q_e. Din fig. 1.6*c* rezultă că sarcina de purtători minoritari din bază este dată de

$$Q_e = \frac{1}{2} n_p(0) W_B q N_A \tag{1.39}$$

şi, ca urmare,

$$I_{B1} = \frac{Q_e}{\tau_b} = \frac{1}{2}\frac{n_p(0) W_B q N_A}{\tau_b} \tag{1.40}$$

unde τ_b este timpul de viaţă al purtătorilor minoritari în bază. Curentul I_{B1} corespunde curgerii golurilor majoritare din terminalul bazei în regiunea bazei. Înlocuind (1.27) în (1.40) se obţine:

$$I_{B1} = \frac{1}{2}\frac{n_{p0} W_B q N_A}{\tau_b} \exp\frac{V_{BE}}{V_T} . \tag{1.41}$$

A doua componentă majoră a curentului de bază (care în mod obişnuit este dominantă în tranzistoarele *npn* din circuitele integrate) este dată de injecţia de goluri din bază în emitor. Aceasta componentă de curent depinde de gradientul concentraţiei de purtători minoritari în emitor (goluri) şi este dată de[9]

$$I_{B2} = \frac{qAD_p}{L_p} p_{nE}(0) \tag{1.42}$$

unde D_p este constanta de difuzie pentru goluri, iar L_p este lungimea de difuzie a golurilor în emitor, presupusă mică. Concentraţia de goluri în emitor la marginea regiunii golite, $p_{nE}(0)$, este dată de expresia

$$p_{nE}(0) = p_{nE0} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} . \tag{1.43}$$

Dacă N_D este concentraţia de atomi donori în emitor (care se presupune constantă) atunci

$$p_{nE0} \simeq \frac{n_i^2}{N_D} . \tag{1.44}$$

Emitorul este dopat în mod deliberat mult mai puternic decât baza, făcând N_D mare (deci p_{nE0} mic), astfel încât componenta de curent I_{B2} să fie cât mai mică. Înlocuind (1.43) şi (1.42) se obţine:

$$I_{B2} = \frac{qAD_p}{L_p} \frac{n_i^2}{N_D} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} . \tag{1.45}$$

Curentul de bază (total), I_B, este dat de suma componentelor I_{B1} şi I_{B2}:

$$I_B = I_{B1} + I_{B2} = \left(\frac{1}{2} \frac{n_{p0} W_B q N_A}{\tau_b} + \frac{qAD_p}{L_p} \frac{n_i^2}{N_D} \right) \exp \frac{V_{BE}}{V_T} . \tag{1.46}$$

Deşi această expresie a fost dedusă presupunând concentraţiile de impurităţi din bază şi emitor constante, ea dă dependenţa funcţională corectă a curentului I_B de parametrii dispozitivului şi pentru tranzistoarele dublu difuzate cu bază neuniformă.

Componentele de ordinul doi ale curentului I_B, care sunt importante la nivele mici de curent, vor fi discutate mai târziu.

Deoarece în această analiză atât curentul I_C (în relaţia 1.35) cât şi curentul I_B (în relaţia 1.46), sunt proporţionali cu $\exp(V_{BE}/V_T)$, curentul de bază poate fi exprimat în funcţie de curentul de colector astfel:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} \tag{1.47}$$

unde β_F este câştigul în curent direct. Expresia câştigului în curent direct se obţine înlocuind (1.34) şi (1.46) în (1.47):

$$\beta_F = \frac{qAD_p \dfrac{n_{p0}}{W_B}}{\dfrac{1}{2}\dfrac{n_{p0}W_B q N_A}{\tau_b} + \dfrac{qAD_p n_i^2}{L_p N_D}} = \frac{1}{\dfrac{W_B^2}{2\tau_b D_n} + \dfrac{D_p}{D_n}\dfrac{W_B}{L_p}\dfrac{N_A}{N_D}} \tag{1.48}$$

unde pentru n_{p0} s-a înlocuit (1.37). Relaţia 1.48 arată că valoarea câştigului în curent β_F poate fi mărită prin reducerea grosimii W_B a bazei şi prin creşterea raportului de concentraţii din emitor şi bază, N_D/N_A. Valorile tipice ale câştigului în curent β_F pentru tranzistoarele *npn* din circuitele integrate sunt de 50—500, pe când pentru tranzistoarele *pnp* laterale (care vor fi descrise în *Capitolul* 2) sunt de 10—100. Curentul de emitor este dat de

$$I_E = -(I_C + I_B) = -\left(I_C + \frac{I_C}{\beta_F}\right) = -\frac{I_C}{\alpha_F} \tag{1.49}$$

unde

$$\alpha_F = \frac{\beta_F}{1+\beta_F} \tag{1.50}$$

Mărimea α_F se exprimă în funcţie de parametrii tranzistorului înlocuind (1.48) în (1.50):

$$\alpha_F = \frac{1}{1+\dfrac{1}{\beta_F}} = \frac{1}{1+\dfrac{W_B^2}{2\tau_b D_n} + \dfrac{D_p}{D_n}\dfrac{W_B}{L_p}\dfrac{N_A}{N_D}} \simeq \alpha_T \gamma \tag{1.51}$$

unde

$$\alpha_T = \frac{1}{1+\dfrac{W_B^2}{2\tau_b D_n}} \tag{1.51a}$$

şi

$$\gamma = \frac{1}{1+\dfrac{D_p}{D_n}\dfrac{W_B}{L_p}\dfrac{N_A}{N_D}} \tag{1.51b}$$

Relaţia 1.51 este valabilă dacă $W_B^2/2\tau_b D_n \ll 1$ şi $(D_p/D_n)(W_B/L_p)(N_A/N_D) \ll 1$, inegalităţi care, de altfel, se realizează întotdeauna dacă β_F este mare [vezi (1.48)]. Mărimea γ din relaţia 1.51 se numeşte *eficienţa de injecţie a emitorului* şi este egală cu raportul dintre curentul de electroni (pentru un tranzistor *npn*) injectat în bază din emitor şi curentul total de goluri şi electroni care traversează joncţiunea bază-emitor. În mod ideal $\gamma \rightarrow 1$, limită de care ne apropiem făcând raportul N_D/N_A mare şi W_B mic (în aceste condiţii injecţia din bază spre emitor este foarte mică). Mărimea α_T din (1.51) se numeşte *factorul de transport prin bază* şi reprezintă fracţiunea din numărul de purtători injectaţi din emitor în bază care ajung la colector. În mod ideal $\alpha_T \rightarrow 1$, limită de care ne apropiem micşorând grosimea W_B a bazei. Din discuţia anterioară rezultă evident că modificările de proces tehnologic care fac ca α_T şi γ să fie cât mai apropiate de unitate conduc la creşterea câştigului în curent β_F.

Rezultatele deduse anterior permit formularea unui model de semnal mare al tranzistorului, pentru regiunea activă directă, convenabil pentru calculele de punct static.

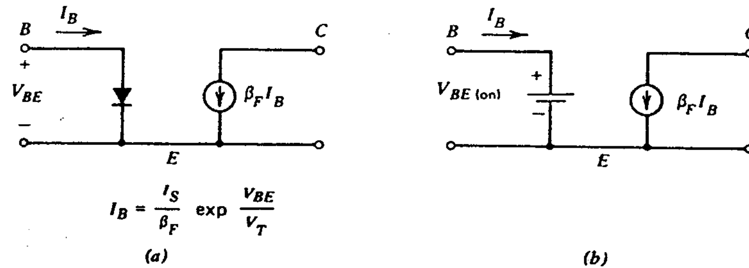


Fig. 1.7 Modele de semnal mare ale tranzistoarelor *npn* pentru calculele de punct static de funcționare. (*a*) Circuit care încorporează la intrare o diodă. (*b*) Circuit simplificat care are la intrare o sursă de tensiune.

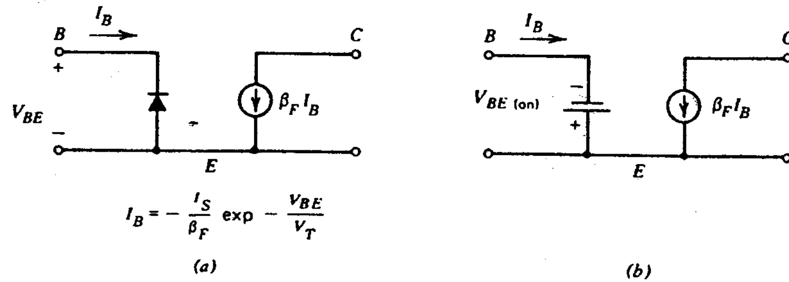


Fig. 1.8 Modele de semnal mare ale tranzistoarelor *pnp* (corespund circuitelor din fig.1.7).

Un astfel de circuit este prezentat în fig. 1.7 fiind compus dintr-o diodă bază-emitor, pentru a modela relația 1.46, și dintr-un generator de curent dependent, pentru a modela relația 1.47. Trebuie observat că, ideal, tensiunea de colector nu are nici o influență asupra curentului de colector și că nodul corespunzător colectorului se prezintă ca o sursă de curent de mare impedanță. O versiune mai simplă a acestui circuit echivalent, care este deseori utilă, este dată în fig. 1.7*b* unde dioda de la intrare a fost înlocuită cu o baterie $V_{BE(on)}$, cu valoarea cuprinsă uzual în gama 0,6—0,7 V. Această înlocuire corespunde faptului că în regiunea activă directă tensiunea bază-emitor variază foarte puțin din cauza pantei foarte abrupte a caracteristicii exponențiale. În unele circuite coeficientul de temperatură al tensiunii $V_{BE(on)}$ poate fi important; o valoare tipică este de -2 mV/°C.

Circuitul echivalent din fig. 1.7 se aplică pentru tranzistoare *npn*. Pentru tranzistoare *pnp* circuitul echivalent corespunzător este dat în fig. 1.8.

1.3.2 Efectele tensiunii de colector asupra caracteristicilor de semnal mare în regiunea activă directă

În analiza din secțiunea anterioară joncțiunea bază-colector a fost presupusă invers polarizată și, ideal, neavând nici un efect asupra curentului de colector. Acest fapt constituie o aproximație utilă pentru calcule de prim ordin, dar nu este strict corect în tranzistoarele întâlnite în practică. Totuși sunt și situații în care influența tensiunii de colector asupra curentului de colector este importantă. În continuare se vor cerceta aceste situații.

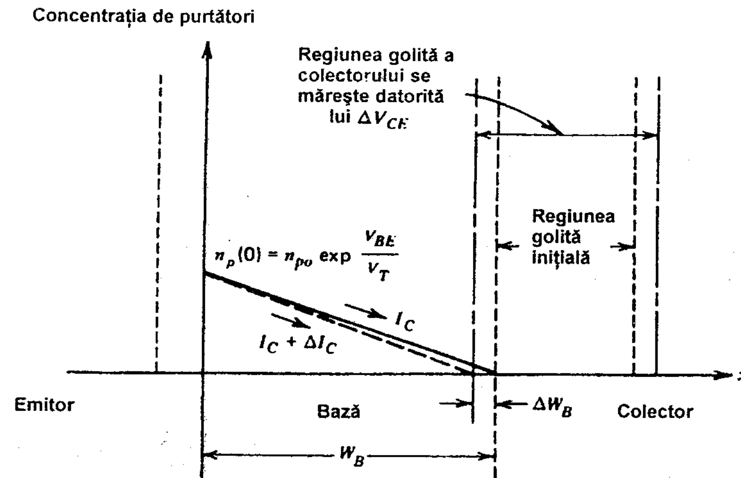


Fig. 1.9 Efectul creșterii tensiunii V_{CE} asupra regiunii golite a colectorului și a grosimii bazei.

Tensiunea de colector are un efect dramatic asupra curentului de colector în două regiuni de funcționare ale tranzistorului: regiunea de saturație (tensiunea V_{CE} este foarte mică, atingând o valoare aproape nulă) și regiunea de străpungere (tensiunea V_{CE} este foarte mare). Aceste regiuni vor fi discutate mai târziu.

Pentru valori ale tensiunii colector-emitor, V_{CE}, plasate între aceste două extreme, curentul de colector crește încet odată cu creșterea tensiunii V_{CE}. Motivul acestei dependențe rezultă din considerarea fig. 1.9, care este o schiță a concentrației de purtători minoritari din baza tranzistorului. Să analizăm efectul modificării tensiunii V_{CE} asupra concentrației de purtători minoritari, tensiunea V_{BE} fiind menținută constantă. Tensiunea V_{BE} fiind constantă variația tensiunii V_{CB} este egală cu aceea a tensiunii V_{CE}. Creșterea tensiunii V_{CB} determină extinderea regiunii golite a joncțiunii bază-colector și scăderea, ΔW_B, a grosimii bazei (vezi fig. 1.9) ceea ce conduce la o creștere ΔI_C, a curentului de colector. Din (1.35) și (1.38) se obține:

$$I_C = \frac{qA\overline{D}_n n_i^2}{Q_B} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \tag{1.52}$$

Diferențiind expresia 1.52 rezultă

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = -\frac{qA\overline{D}_n n_i^2}{Q_B} \left[\exp \frac{V_{BE}}{V_T}\right] \frac{\mathrm{d}Q_B}{\mathrm{d}V_{CE}} \tag{1.53}$$

Înlocuind (1.52) în (1.53) se obține

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = -\frac{I_C}{Q_B} \frac{\mathrm{d}Q_B}{\mathrm{d}V_{CE}} \tag{1.54}$$

Pentru un tranzistor cu baza uniformă $Q_B = W_B N_A$ și relația 1.54 devine

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} = -\frac{I_C}{W_B} \frac{\mathrm{d}W_B}{\mathrm{d}V_{CE}} . \tag{1.55}$$

Trebuie observat că mărimea dW_B/dV_{CE} din relaţia 1.55 este negativă (deoarece grosimea bazei *scade* odată cu creşterea tensiunii V_{CE}) şi, ca urmare, mărimea $\partial I_C/\partial V_{CE}$ este pozitivă. Valoarea factorului dW_B/dV_{CE} se poate calcula pentru cazul tranzistorului cu bază uniformă dacă se ţine cont de expresia 1.18. Această expresie arată că dW_B/dV_{CE} este o funcţie de tensiunea V_{CE} din punctul static. Deoarece, tipic, variaţia este mică pentru o joncţiune polarizată invers factorul dW_B/dV_{CE} se presupune de obicei constant, presupunere care duce la rezultate care corespund în mod mulţumitor cu cele experimentale.

Relaţia 1.55 arată că mărimea $\partial I_C/\partial V_{CE}$ este direct proporţională cu curentul de colector din punctul static de funcţionare şi invers proporţională cu grosimea bazei. Prin urmare tranzistoarele cu bază subţire vor avea în regiunea activă directă o dependenţă mai importantă a curentului I_C de tensiunea V_{CE} în comparaţie cu acelea care au baza mai groasă. Dependenţa mărimii $\partial I_C/\partial V_{CE}$ de curentul I_C duce la forma tipică a caracteristicilor de ieşire ale tranzistorului, prezentată în fig. 1.10. Aceste caracteristici sunt trasate pentru valori constante ale tensiunii V_{BE}, în concordanţă cu presupunerile făcute în analiza anterioară. Totuşi, deoarece pentru majoritatea tranzistoarelor de circuit integrat curentul de bază este dependent numai de tensiunea V_{BE} şi nu de tensiunea V_{CE} în calculele care urmează vor fi utilizate şi caracteristicile pentru curent de bază constant. Motivul independenţei curentului de bază faţă de tensiunea V_{CE} este dat de faptul că în curentul de bază componenta care domină în mod uzual este I_{B2}, componentă care nu depinde de V_{CE} (vezi relaţia 1.45).

Prin extrapolarea caracteristicilor din fig. 1.10, înapoi către axa V_{CE}, intersecţia cu această axă se produce la o tensiune V_A, denumită *tensiune Early*:

$$V_A = \frac{I_C}{\dfrac{\partial I_C}{\partial V_{CE}}} \, . \tag{1.56}$$

Înlocuind (1.55) şi (1.56) se obţine

$$V_A = -W_B \frac{dV_{CE}}{dW_B} \, , \tag{1.57}$$

care este o constantă, independentă de curentul I_C. Ca urmare, pentru toate caracteristicile extrapolate punctul de intersecţie cu axa V_{CE} va fi acelaşi, V_A.

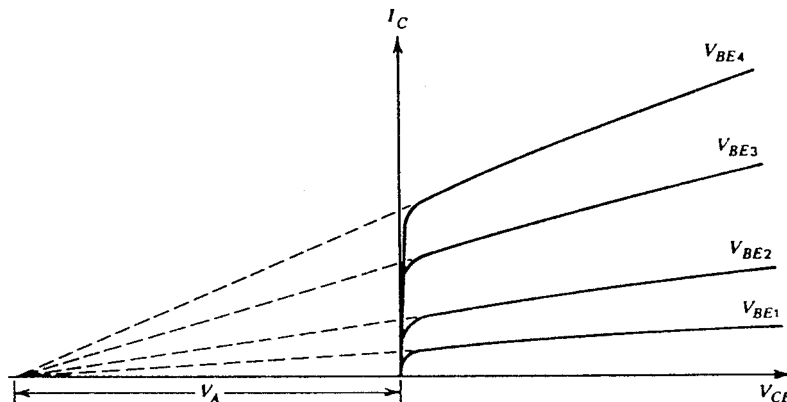


Fig. 1.10 Caracteristicile de ieşire ale tranzistorului bipolar. Se pune în evidenţă tensiunea Early, V_A.

Variaţia curentului I_C ca urmare a variaţiilor tensiunii V_{CE} se numeşte efect Early. Tensiunea Early este un parametru care apare în mod obişnuit în modelele de tranzistor utilizate în programele de analiză cu calculatorul a circuitelor. Valorile tipice ale tensiunii Early, V_A, pentru tranzistoarele din circuitele integrate sunt de 15—100 V. Din cauza complexităţii calculelor introducerea efectului Early în analiza de curent continuu a circuitelor se limitează de obicei la cazul analizei cu calculatorul. Acest aspect va fi considerat totuşi mai târziu, deoarece influenţa efectului Early este de multe ori dominantă în calculele de semnal mic pentru circuitele cu câştig mare.

Influenţa efectului Early asupra caracteristicilor de semnal mare ale tranzistorului în regiunea activă directă se poate reprezenta cu aproximaţie modificând expresia 1.35 astfel:

$$I_C = I_S \left[1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right] \exp \frac{V_{BE}}{V_T} . \tag{1.58}$$

Expresia 1.58 constituie o modalitate curentă de reprezentare a caracteristicilor de ieşire ale tranzistorului utilizată în simularea cu calculatorul a circuitelor electronice.

1.3.3 Regiunea de saturaţie şi regiunea activă inversă

Funcţionarea tranzistorului în regiunea de saturaţie este curent întâlnită în circuitele digitale deoarece funcţionarea în această regiune asigură o tensiune de ieşire bine specificată, care reprezintă o stare logică. În mod uzual în circuitele analogice se evită funcţionarea în regiunea de saturaţie deoarece în saturaţie câştigul tranzistorului este foarte mic.

În saturaţie ambele joncţiuni ale tranzistorului — şi emitor-bază şi colector-bază — sunt polarizate direct. Ca urmare, tensiunea colector-emitor V_{CE} este mică plasându-se uzual în gama 0,05—0,3 V.

În fig. 1.11 se indică concentraţiile purtătorilor de sarcină pentru un tranzistor *npn* saturat, cu o dopare uniformă a bazei. Concentraţia de purtători minoritari în bază, la marginea regiunii golite, este dată de relaţia 1.28:

$$n_p(W_B) = n_{p0} \exp \frac{V_{BC}}{V_T} . \tag{1.59}$$

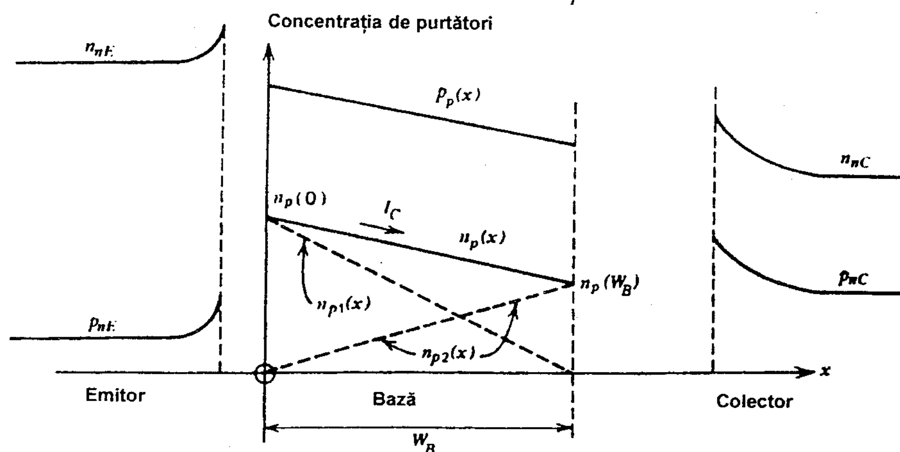


Fig. 1.11 Concentraţiile de purtători într-un tranzistor *npn* saturat (desenul nu este făcut la scară).

Deoarece tensiunea V_{BC} este acum pozitivă valoarea concentrației $n_p(W_B)$ nu mai este neglijabilă. Ca urmare, variațiile tensiunii V_{CE} (deoarece lucrăm la V_{BE} constant rezultă variații egale pentru tensiunea V_{BC}) afectează în mod direct concentrația $n_p(W_B)$. Curentul de colector fiind proporțional cu panta concentrației de purtători minoritari din bază, vezi (1.31), rezultă — în conformitate cu fig. 1.11 — o dependență liniară de mărimea $[n_p(0)-n_p(W_B)]$. Deci variațiile concentrației $n_p(W_B)$ afectează în mod direct curentul de colector, iar nodul care corespunde colectorului tranzistorului apare ca fiind de *mică impedanță*.

O dată cu scăderea spre saturație a tensiunii V_{CE} — tensiunea V_{BE} fiind menținută constantă — tensiunea V_{BC} crește și odată cu ea și concentrația $n_p(W_B)$, în conformitate cu relația 1.59. Curentul de colector scade deoarece scade și panta concentrației de purtători minoritari din bază (vezi fig. 1.11). În planul I_C-V_{CE} această scădere abruptă a curentului de colector dă naștere regiunii de saturație (vezi fig. 1.12). În această regiune panta caracteristicii I_C-V_{CE} este determinată în mare măsură de rezistența — care apare în serie cu terminalul colectorului — datorată valorii finite a rezistivității materialului de tip *n* al colectorului.

Un model practic pentru tranzistor în această regiune este dat în fig. 1.13 fiind alcătuit din două surse de tensiune constantă care reprezintă tensiunile $V_{BE(on)}$ și $V_{CE(sat)}$.

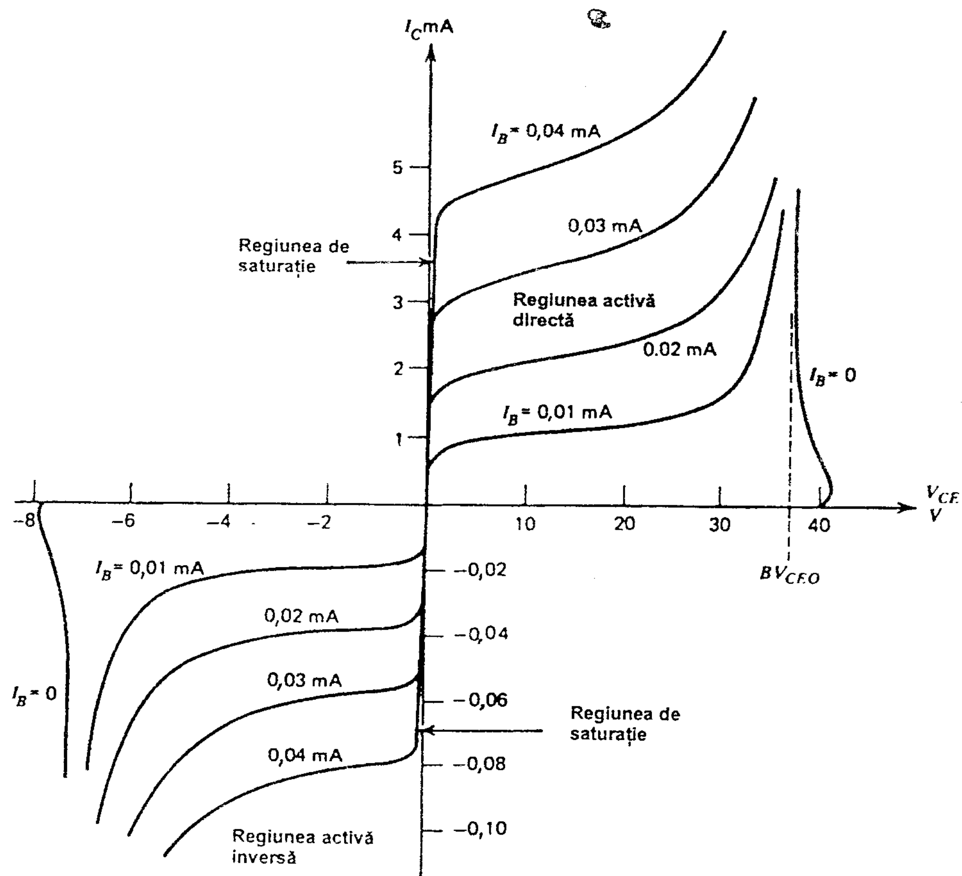


Fig. 1.12 Caracteristicile tipice I_C-V_{CE} pentru un tranzistor *npn* bipolar. De observat scările diferite utilizate pentru tensiunile și curenții pozitivi și negativi.

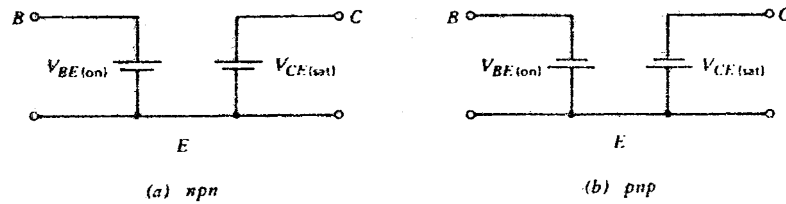


Fig. 1.13 Modele de semnal mare pentru tranzistoarele bipolare în regiunea de saturaţie.

Un model mai precis, dar mai complex, include în serie cu colectorul un rezistor. Acest rezistor poate avea o valoare — care depinde de structura tranzistorului — cuprinsă între 20—500 Ω.

Din fig. 1.11 rezultă şi un aspect suplimentar, relativ la comportarea tranzistorului în regiunea de saturaţie. Pentru o valoare dată a curentului de colector, în bază există acum o cantitate mult mai mare de sarcină stocată în comparaţie cu cazul funcţionării în regiunea activă directă. Ca urmare contribuţia la curentul de bază a componentei I_{B1} — dată de (1.41) — va fi mai mare în regiunea de saturaţie. În plus deoarece joncţiunea colector-bază este acum polarizată direct, va exista o nouă componentă a curentului de bază care corespunde injecţiei de purtători din bază în colector. Aceste două efecte conduc la o valoare a curentului de bază în saturaţie, I_B, care pentru o valoare dată a curentului de colector, I_C, este mai mare decât cea corespunzătoare funcţionării în regiunea activă directă. Raportul I_C/I_B în saturaţie este denumit adeseori *β forţat* fiind întotdeauna mai mic ca β_F. Pe măsură ce β forţat este făcut să fie din ce în ce mai mic ca β_F, se spune că tranzistorul este din ce în ce mai *puternic saturat*.

Concentraţia de purtători minoritari la saturaţie în bază este reprezentată — dacă se presupune că recombinarea este mică, vezi fig. 1.11 — de o linie dreaptă care uneşte cele două puncte extreme. Această concentraţie poate fi privită ca o superpoziţie a celor două distribuţii reprezentate punctat. Justificarea acestei superpoziţii se găseşte în faptul că curenţii din terminale depind *liniar* de concentraţiile $n_p(0)$ şi $n_p(W_B)$.

În continuare pentru a deduce unele relaţii generale care descriu comportarea tranzistorului vom utiliza această imagine a concentraţiilor de purtători în tranzistor. La început fiecare din distribuţiile din fig. 1.11 se va considera separat, iar apoi efectele lor vor fi însumate.

Curentul de *emitor* determinat numai de concentraţia $n_{p1}(x)$ este dat de expresia clasică a curentului unei diode

$$I_{EF} = -I_{ES}\left[\exp\frac{V_{BE}}{V_T} - 1\right] \tag{1.60}$$

unde I_{ES} este o constantă denumită de obicei „curent de saturaţie" al joncţiunii (nu are nici o legătură cu funcţionarea descrisă anterior a tranzistorului în regiunea de saturaţie). Expresia 1.60 prezice pentru o polarizare inversă a joncţiunii un curent prin joncţiune $I_{EF} \simeq I_{ES}$. Totuşi, în practică (1.60) este aplicabilă doar pentru cazul polarizării directe, deoarece în cazul polarizării inverse efectele de ordinul doi sunt dominante obţinându-se curenţi care în mod tipic sunt cu câteva ordine de mărime mai mari ca I_{ES}. Curentul care trece prin joncţiune, în condiţii de polarizare inversă, este denumit adeseori „curent rezidual al joncţiunii".

Revenind la fig. 1.11, vom putea descrie curentul de *colector* determinat numai de concentrația $n_{p2}(x)$, prin

$$I_{CR} = -I_{CS}\left[\exp\frac{V_{BC}}{V_T} - 1\right] \tag{1.61}$$

unde I_{CS} este o constantă.

Curentul total de colector, I_C, este dat de curentul I_{CR} plus fracțiunea din curentul I_{EF} care ajunge la colector ținând seama de recombinare și de injecția din emitor în bază. Deci

$$I_C = \alpha_F I_{ES}\left[\exp\frac{V_{BE}}{V_T} - 1\right] - I_{CS}\left[\exp\frac{V_{BC}}{V_T} - 1\right], \tag{1.62}$$

unde α_F a fost definit anterior de relația 1.51.

În mod similar curentul total de emitor, I_E, se compune din curentul I_{EF} plus fracțiunea din curentul I_{CR} care ajunge la emitor în condițiile în care tranzistorul funcționează inversat. Deci

$$I_E = -I_{ES}\left[\exp\frac{V_{BE}}{V_T} - 1\right] + \alpha_R I_{CS}\left[\exp\frac{V_{BC}}{V_T} - 1\right], \tag{1.63}$$

În relația 1.63 α_R este raportul dintre curentul de emitor și curentul de colector în condițiile în care tranzistorul funcționează *inversat* (adică joncțiunea colector-bază este polarizată direct, emițând purtători de sarcină în bază, iar jocțiunea emitor-bază este polarizată invers, colectând purtătorii de sarcină). Valorile tipice pentru α_R sunt 0,5—0,8. De asemenea, se definește și un câștig invers în curent, β_R,

$$\beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} \tag{1.64}$$

care are o valoare tipică de 1—5. Acesta este câștigul în curent al tranzistorului atunci când funcționează inversat. Valoarea sa este mult mai mică decât aceea a câștigului direct β_F deoarece atât geometria cât și profilul de impurități ale tranzistorului sunt proiectate pentru a se obține o valoare cât mai mare pentru β_F.

Tranzistorul *npn* funcționează în regiunea activă inversă (vezi fig. 1.12) pentru valori negative ale tensiunii V_{CE}. Pentru a prezenta în mod convenabil caracteristicile în această regiune — pe aceeași figură cu acelea din regiunea activă directă — au fost expandate scările pe axele de tensiuni și curenți negativi.

Funcționarea în regiunea activă inversă este rar întâlnită în circuitele analogice.

Expresiile 1.62 și 1.63 descriu funcționarea unui tranzistor *npn* atât în regiunea de saturație (atunci când tensiunile V_{BE} și V_{BC} sunt amândouă pozitive) cât și în regiunea activă directă și inversă.

Aceste expresii constituie *ecuațiile Ebers-Moll*.

În regiunea activă directă ele capătă o formă similară aceleia din expresiile 1.35, 1.48 și 1.50, deduse anterior. Acest fapt se poate demonstra dacă se consideră că în relațiile 1.62 și 1.63 tensiunea V_{BE} este pozitivă și tensiunea V_{BC} negativă. Se obține:

$$I_C = \alpha_F I_{ES}\left[\exp\frac{V_{BE}}{V_T} - 1\right] + I_{CS}\,, \tag{1.65}$$

$$I_E = -I_{ES}\left[\exp\frac{V_{BE}}{V_T} - 1\right] - \alpha_R I_{CS}\,. \tag{1.66}$$

Relaţia 1.65 este similară ca formă cu (1.35) cu excepţia faptului că acum au fost incluşi curenţii reziduali neglijaţi anterior. Această diferenţă minoră este semnificativă numai în cazul funcţionării la temperaturi înalte sau la curenţi foarte mici. Comparând (1.65) cu (1.35) se poate identifica $I_S=\alpha_F I_{ES}$. Se poate arăta[10] că în general

$$\alpha_F I_{ES} = \alpha_R I_{CS} = I_S\,. \tag{1.67}$$

această relaţie reprezentând o condiţie de reciprocitate. Folosind (1.67) în (1.62) şi (1.63) ecuaţiile Ebers-Moll se pot exprima în formă generală:

$$I_C = I_S\left[\exp\frac{V_{BE}}{V_T} - 1\right] - \frac{I_S}{\alpha_R}\left[\exp\frac{V_{BC}}{V_T} - 1\right]\,, \tag{1.62a}$$

$$I_E = -\frac{I_S}{\alpha_F}\left[\exp\frac{V_{BE}}{V_T} - 1\right] + I_S\left[\exp\frac{V_{BC}}{V_T} - 1\right]\,. \tag{1.63a}$$

Această formă este des utilizată în programele de calculator pentru reprezentarea comportării tranzistorului la semnal mare.

Efectul menţionat anterior al curenţilor reziduali poate fi ilustrat în mod suplimentar în felul următor. În regiunea activă directă, din (1.66) se obţine

$$I_{ES}\left[\exp\frac{V_{BE}}{V_T} - 1\right] = -I_E - \alpha_R I_{CS}\,. \tag{1.68}$$

Înlocuind (1.68) în (1.65) rezultă

$$I_C = -\alpha_F I_E + I_{CO}\,, \tag{1.69}$$

unde

$$I_{CO} = I_{CS}(1 - \alpha_R\alpha_F)\,. \tag{1.69a}$$

Mărimea I_{CO} este curentul rezidual colector-bază cu emitorul în gol. Deşi teoretic I_{CO} este dat de (1.69a), în practică — pentru o polarizare inversă a joncţiunii colector-bază — efectele determinate de suprafaţă sunt dominante; ca urmare I_{CO} este cu câteva ordine de mărime mai mare decât valoarea dată de (1.69a). Totuşi (1.69) rămâne valabilă dacă se utilizează pentru I_{CO} valori potrivite, măsurate experimental. Valoarea tipică a curentului I_{CO} la 25°C este de 10^{-10}—10^{-12} A dublându-se la o creştere a temperaturii cu, aproximativ, 8°C. Rezultă că la temperaturi ridicate termenii corespunzători acestor curenţi reziduali pot deveni foarte importanţi.

De exemplu, să considerăm curentul de bază I_B. Expresia sa rezultă din fig. 1.5:

De exemplu, să considerăm curentul de bază I_B. Expresia sa rezultă din fig. 1.5:

$$I_B = -I_C + I_E \,. \tag{1.70}$$

Dacă se calculează I_E din (1.69) şi se înlocuieşte în (1.70) se obţine:

$$I_B = \frac{1-\alpha_F}{\alpha_F} I_C - \frac{I_{CO}}{\alpha_F} \,. \tag{1.71}$$

Din (1.50) se găseşte:

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1-\alpha_F} \,. \tag{1.72}$$

Folosind (1.72) în (1.71) rezultă:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} - \frac{I_{CO}}{\alpha_F} \,. \tag{1.73}$$

Cei doi termeni din (1.73) fiind de semne contrare, efectul curentului I_{CO} este de a *micşora* mărimea curentului de bază exterior, corespunzător unei valori date a curentului de colector.

■ **EXEMPLU**

La 24°C I_{CO} este de 10^{-10} A; să se estimeze valoarea sa la 120°C.
Presupunând că I_{CO} se dublează la fiecare 8°C se obţine:

$$I_{CO}(120°C) = 10^{-10} \times 2^{12} = 0{,}4\ \mu A \,.$$

1.3.4 Tensiunile de străpungere ale tranzistorului

În *Secţiunea 1.2.2* a fost descris mecanismul de străpungere în avalanşă al joncţiunii *pn*. Efecte similare au loc şi la joncţiunile emitor-bază şi colector-bază ale tranzistorului. Aceste efecte limitează tensiunile maxime care îi pot fi aplicate.

Pentru început să considerăm un tranzistor în conexiunea cu baza comună, alimentat cu un curent de emitor constant (vezi fig. 1.14*a*).

Caracteristicile tipice I_C-V_{CB} pentru un tranzistor *npn* într-un astfel de configuraţie sunt indicate în fig. 1.14*b*. Pentru I_E=0, joncţiunea colector-bază se străpunge la o tensiune BV_{CBO} (tensiunea de străpungere colector-bază, cu emitorul în gol). Pentru valori nenule ale curentului V_{CB} mai mici ca BV_{CBO}. În exemplul din figură, câştigul în curent efectiv, cu baza comună, $\alpha_F = I_C/I_E$ devine mai mare ca unitatea pentru valori ale tensiunii V_{CB} mai mari ca, aproximativ, 60 V.

Funcţionarea în această regiune (dar sub BV_{CBO}) poate fi totuşi considerată sigură dacă puterea disipată de tranzistor nu este excesivă.

Consideraţiile din *Secţiunea 1.2.2* se aplică şi în acest caz, dacă se neglijează curenţii reziduali; curentul de colector (în situaţia din fig. 1.14*a*) se poate exprima astfel

$$I_C = -\alpha_F I_E M \tag{1.74}$$

unde M este definit de (1.26), deci

$$I_C = -\alpha_F I_E \frac{1}{1 - \left[\dfrac{V_{CB}}{BV_{CBO}}\right]^n} . \tag{1.75}$$

O observaţie suplimentară pusă în evidenţă de panta caracteristicilor cu baza comună din fig. 1.14*b* este aceea că la valori ale tensiunii V_{CB} pentru care efectele de avalanşă sunt neglijabile, efectul Early este foarte mic în comparaţie cu acela întâlnit la caracteristicile cu emitorul comun. În acest caz, spre deosebire de cazul conexiunii cu emitorul comun, modificarea grosimii electrice a bazei, care continuă să aibă loc odată cu creşterea tensiunii V_{CB}, determină doar o mică variaţie a curentului I_C. Aceasta se întâmplă deoarece acum este fixată valoarea curentului I_E în loc de aceea a tensiunii V_{BE} sau a curentului I_B, ceea ce este echivalent cu faptul că în fig. 1.9 panta concentraţiei de purtători minoritari în bază, la marginea dinspre emitor, este fixată. Ca urmare curentul de colector rămâne practic neschimbat.

În continuare să considerăm efectul străpungerii în avalanşă asupra caracteristicilor tranzistorului în conexiunea cu emitorul comun. Caracteristicile tipice sunt indicate în fig. 1.12. Străpungerea are loc la o tensiune BV_{CEO}, denumită uneori tensiunea de susţinere LV_{CEO}.

La fel ca şi în cazurile anterioare, funcţionarea aproape de tensiunea de străpungere este distructivă pentru tranzistor numai dacă curentul (şi deci puterea disipată) ating valori excesive.

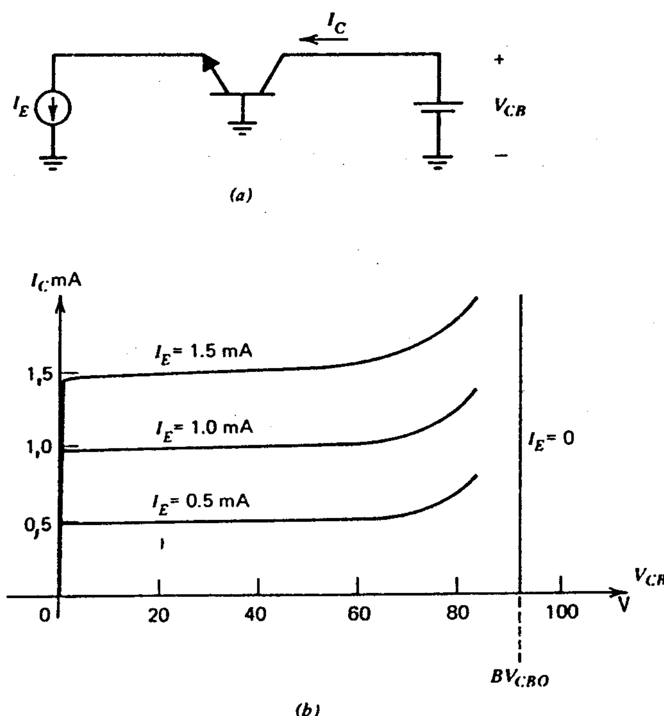


Fig. 1.14 Conexiunea cu bază comună a tranzistorului. (*a*) Circuitul de test. (*b*) Caracteristicile I_C-V_{CB}.

Efectele străpungerii în avalanşă asupra caracteristicilor în conexiunea cu emitorul comun sunt mult mai complexe ca acelea care au loc în conexiunea cu baza comună, deoarece prin procesul de avalanşă se produc perechi gol-electron, golurile fiind împinse în bază unde ajung să contribuie efectiv la curentul de bază. Într-un anumit sens se poate spune că curentul de avalanşă este *amplificat* de tranzistor.

Curentul de bază fiind în continuare dat de

$$I_B = -I_C + I_E \tag{1.76}$$

şi deoarece relaţia 1.74 rămâne valabilă, prin înlocuirea ei în (1.76) se obţine

$$I_C = \frac{M\alpha_F}{1 - M\alpha_F} I_B , \tag{1.77}$$

unde

$$M = \frac{1}{1 - \left[\dfrac{V_{CB}}{BV_{CBO}}\right]^n} . \tag{1.78}$$

Relaţia 1.77 arată că valoarea curentului I_C tinde spre infinit atunci când $M\alpha_F$ tinde spre unitate. Aceasta înseamnă că valoarea efectivă a lui β tinde spre infinit (din cauza curentului de bază suplimentar determinat chiar de procesul de avalanşă). Valoarea tensiunii de străpungere BV_{CEO} se determină prin rezolvarea ecuaţiei:

$$M\alpha_F = 1 . \tag{1.79}$$

Dacă se presupune că $V_{CB} \simeq V_{CE}$ această ecuaţie se transformă în

$$\frac{\alpha_F}{1 - \left[\dfrac{BV_{CEO}}{BV_{CBO}}\right]^n} = 1 \tag{1.80}$$

din care se obţine

$$\frac{BV_{CEO}}{BV_{CBO}} = \sqrt[n]{1 - \alpha_F}$$

sau

$$BV_{CEO} \simeq \frac{BV_{CBO}}{\sqrt[n]{\beta_F}} . \tag{1.81}$$

Relaţia 1.81 arată că tensiunea BV_{CEO} este mai mică decât tensiunea BV_{CBO} cu un factor substanţial. În realitate scăderea este mai puţin accentuată decât aceea pe care o indică relaţia 1.81.

Pentru a justifica această afirmaţie să observăm că valoarea tensiunii BV_{CBO} care trebuie utilizată în (1.81) este aceea a tensiunii de străpungere a porţiunii *plane* a joncţiunii colector-bază, neglijându-se orice efecte de margine, deoarece în concordanţă cu modelul pe care s-au bazat calculele anterioare, din curentul de avalanşă colector-bază este amplificată

numai partea care curge sub emitor. Totuşi, după cum s-a explicat în *Secţiunea 1.2.2*, valoarea măsurată a tensiunii BV_{CBO} este determinată de obicei de avalanşa în regiunea curbată a joncţiunii, care se află departe de regiunea activă a bazei. În consecinţă, de exemplu, pentru valorile tipice $\beta_F=100$ şi $n=4$ valoarea tensiunii BV_{CEO} este aproximativ jumătate din valoarea măsurată pentru BV_{CEO} şi nu 30% aşa cum ar indica (1.81).

Cu ajutorul relaţiei 1.81 poate explica aspectul caracteristicilor la străpungere (vezi fig. 1.12) dacă se ţine cont de dependenţa lui β_F de curentul de colector. Pentru caracteristica $I_B=0$, curentul de colector iniţial este $\beta_F I_{CO}$ şi, deoarece, tipic, I_{CO} este de câţiva pA, curentul de colector este foarte mic. După cum se va arăta în secţiunea următoare, pentru curenţi de colector mici şi β_F este mic şi ca urmare din (1.81) rezultă o valoare mare a tensiunii de străpungere. Totuşi îndată ce începe străpungerea prin avalanşă, odată cu creşterea valorii curentului I_C creşte şi β_F ceea ce determină — vezi relaţia 1.81 — o *scădere* a tensiunii de străpungere.

Caracteristicile se întorc, prezentând o pantă negativă (vezi fig. 1.12). La curenţi de colector mai mari β_F atinge o valoare constantă şi caracteristica pentru $I_B=0$, în străpungere, devine perpendiculară pe axa V_{CE}. Valoarea tensiunii V_{CE} în această regiune se defineşte uzual ca fiind BV_{CEO}, deoarece este tensiunea maximă pe care o poate susţine tranzistorul. Valoarea lui β_F care trebuie utilizată în (1.81) pentru a calcula BV_{CEO} este deci valoarea sa *maximă*.

Trebuie observat că în concordanţă cu (1.81) tranzistoarele care au β_F mare au şi o valoare scăzută a tensiunii de străpungere BV_{CEO}.

Străpungerea prin avalanşă se poate manifesta şi în cazul joncţiunii bază-emitor. Deoarece emitorul este foarte puternic dopat — în acest fel se obţine o valoare mare pentru β_F [N_D în (1.45) este făcut mare, pentru a reduce I_{B2}] — baza este partea cea mai slab dopată a joncţiunii şi determină caracteristicile străpungerii. Pentru joncţiunea colector-bază situaţia este inversă: colectorul este partea cea mai slab dopată a joncţiunii, determinând pentru tensiunea BV_{CBO} valori tipice în gama 20—80 V sau mai mult. Doparea bazei fiind tipic cu un ordin de mărime mai puternică decât aceea a colectorului tensiunea de străpungere bază-emitor, notată BV_{EBO}, este mult mai mică decât BV_{CBO} având o valoare tipică de 6—8 V.

La funcţionarea în regiunea activă inversă (vezi fig. 1.12) joncţiunea emitor-bază fiind polarizată invers, tensiunea de străpungere este aproximativ egală cu BV_{EBO}.

Joncţiunea emitor-bază este utilizată de multe ori în circuitele integrate ca *diodă Zener*, tensiunea sa de străpungere de 6—8 V oferind o referinţă de tensiune convenabilă.

Prin proiectarea circuitului trebuie însă să se urmărească ca toate tranzistoarele care îl compun să nu ajungă să funcţioneze la tensiuni inverse bază-emitor care pot produce străpungerea, deoarece spre deosebire de străpungerea joncţiunii colector-bază, străpungerea joncţiunii bază-emitor duce la *degradarea* performanţelor tranzistorului. Pot apare de exemplu degradări puternice ale lui β_F, care depind de durata şi mărimea curentului de străpungere[11]. Pentru un tranzistor utilizat ca diodă Zener această degradare este fără consecinţe, dar pentru un tranzistor care amplifică degradarea lui β_F poate fi serioasă.

■ EXEMPLU

Presupunând că în regiunea de colector a unui tranzistor concentraţia de impurităţi este de 2×10^{15} atomi/cm^3, fiind mult mai mică decât concentraţia de impurităţi din bază, să se calculeze tensiunea de străpungere BV_{CEO} pentru $\beta_F=100$ şi $n=4$. Se va lua $\mathscr{E}_{crit}=3\times10^5$ V/cm.

Tensiunea de străpungere colector-bază, pentru cazul unei joncţiuni plane, se calculează din (1.24) înlocuind $\mathscr{E}_{max} = \mathscr{E}_{crit}$:

$$BV_{CBO} = \frac{\varepsilon(N_A + N_D)}{2qN_AN_D}\mathscr{E}_{crit}^2 .$$

Deoarece $N_D \ll N_A$ se obţine:

$$BV_{CBO}\big|_{plan} = \frac{\varepsilon}{2qN_D}\mathscr{E}_{crit}^2 = \frac{1{,}04\times10^{-12}}{2\times1{,}6\times10^{-15}\times2\times10^{15}}\times9\times10^{10}\ \text{V} = 146\ \text{V} .$$

Din (1.81) rezultă

$$BV_{CEO} = \frac{146}{\sqrt[4]{100}} = 46\ \text{V} .$$

1.3.5 Dependenţa câştigului în curent β_F de condiţiile de funcţionare ale tranzistorului

Deşi în majoritatea analizelor de prim ordin ale circuitelor integrate se face presupunerea că β_F este constant, acest parametru depinde de fapt de condiţiile de funcţionare ale tranzistorului. De exemplu, în *Secţiunea 1.3.2* s-a arătat că la creşterea valorii tensiunii V_{CE} creşte şi curentul I_C producând o mică modificare în I_B, crescând deci şi β_F efectiv al tranzistorului. În *Secţiunea 1.3.4* s-a arătat că îndată ce V_{CE} atinge tensiunea de străpungere, BV_{CEO}, curentul de colector creşte datorită multiplicării în avalanşă în colector. Expresia 1.77 pune în evidenţă faptul că valoarea câştigului efectiv în curent tinde spre infinit pe măsură ce V_{CE} tinde spre BV_{CBO}.

În plus faţă de aceste efecte, β_F este dependent atât de temperatură cât şi de curentul de colector. Aceste dependenţe sunt ilustrate în fig. 1.15 în care se prezintă curbele tipice de variaţie ale lui β_F în funcţie de I_C, la trei temperaturi diferite, pentru un tranzistor *npn* de circuit integrat. Este evident ca β_F creşte odată cu creşterea temperaturii, coeficientul de temperatură tipic fiind de +7000 ppm/°C (ppm înseamnă *părţi pe milion*, 1 ppm$=10^{-6}$). Dependenţa de temperatură a lui β_F este datorată dopării foarte puternice a emitorului[12], care face ca eficienţa de injecţie a emitorului, γ, să crească odată cu creşterea temperaturii.

Variaţia lui β_F cu curentul de colector, care este evidentă în fig. 1.15, poate fi împărţită în trei zone. Zona *I* este zona de curent mic în care β_F scade odată cu scăderea curentului I_C. În zona *II* care corespunde valorilor medii ale curentului β_F este aproximativ constant. Zona *III* este zona de curent mare în care β_F scade odată cu creşterea curentului I_C.

Motivele acestei comportări a câştigului β_F în funcţie de curentul I_C pot fi înţelese mult mai bine dacă dependenţa curenţilor I_C şi I_B în funcţie de tensiunea V_{BE} se reprezintă la scară semilogaritmică, ca în fig. 1.16. Valoarea lui β_F se obţine direct ca distanţa pe ordonată între cele două curbe, deoarece scara este logaritmică.

Pentru valori moderate ale curentului, corespunzătoare zonei *II* din fig. 1.15 şi fig. 1.16, atât I_C cât şi I_B urmează comportarea ideală dată de

$$I_C = I_S \exp \frac{V_{BE}}{V_T} , \tag{1.82}$$

$$I_C \simeq \frac{I_S}{\beta_{FM}} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} , \tag{1.83}$$

unde β_{FM} este valoarea maximă a lui β_F, dată de (1.48).

La curenţi mici, curentul de colector mai urmăreşte încă dependenţa ideală (1.82). Scăderea lui β_F este datorată unei componente suplimentare care apare în I_B, determinată în principal de recombinarea purtătorilor în regiunea golită bază-emitor. Această recombinare este de altfel prezentă la orice nivel de curent, dar pentru nivele mai mari ale curentului, curentul de bază dat de (1.83) este dominant, această componentă suplimentară fiind practic fără efect. Curentul de bază care rezultă din recombinarea în regiunea golită este dat[5] de

$$I_{BX} \simeq I_{SX} \exp \frac{V_{BE}}{m V_T} \tag{1.84}$$

unde $m=2$.

La curenţi foarte mici (1.84) constituie componenta dominantă a curentului de bază; câştigul în curent poate fi calculat din (1.82) şi (1.84):

$$\beta_{FL} \simeq \frac{I_C}{I_{BX}} = \frac{I_S}{I_{SX}} \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \left[1 - \frac{1}{m} \right] . \tag{1.85}$$

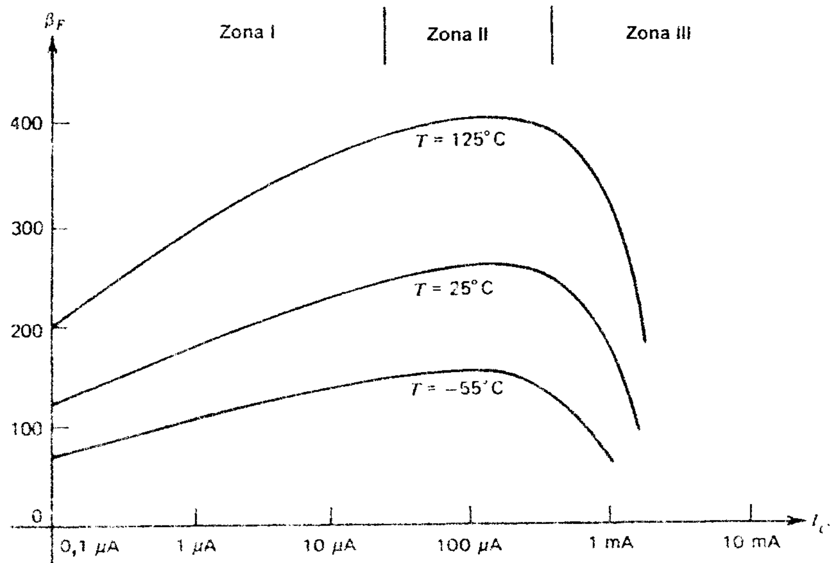


Fig. 1.15 Curbele tipice ale dependenţei $\beta_F(I_C)$ pentru un tranzistor *npn* de circuit integrat care are o arie de emitor de 6 μm^2.

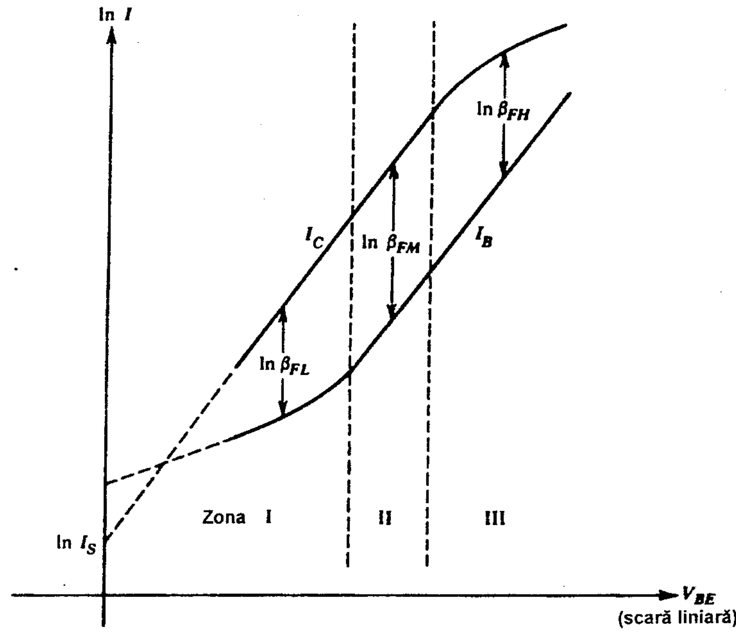


Fig. 1.16 Dependența curenților de bază și de colector ai unui tranzistor bipolar de tensiunea V_{BE} (scara pentru curent este logaritmică iar scara pentru tensiune este liniară). Distanța pe verticală între curbe reprezintă lnβ_F.

Înlocuind (1.82) în (1.85) se obține

$$\beta_{FL} \simeq \frac{I_S}{I_{SX}} \left[\frac{I_C}{I_S} \right]^{1-\frac{1}{m}} . \tag{1.86}$$

Dacă $m \simeq 2$, atunci din (1.86) rezultă că la curenți de colector foarte mici $\beta_F \sim \sqrt{I_C}$.

Pentru valori mari ale curenților curentul de bază, I_B, tinde să urmeze dependența dată de expresia 1.83, iar scăderea lui β_F este datorată în esență scăderii curentului I_C sub valoarea dată de relația 1.82. (În practică la curenți mari dependența măsurată, log I_B în funcție de V_{BE}, poate să devieze de la linia dreaptă datorită căderii de tensiune pe rezistența bazei). Scăderea curentului I_C sub valoarea dată de (1.83) se datorează parțial efectelor de nivel mare de injecție, pentru valori mari ale curentului de colector fiind valabilă o dependență[7]

$$I_C \simeq I_{SH} \exp \frac{V_{BE}}{2V_T} . \tag{1.87}$$

Câștigul de curent în acestă zonă se poate calcula din (1.87) și 1.83):

$$\beta_{FH} \simeq \frac{I_{SH}}{I_S} \beta_{FM} \exp \left[-\frac{V_{BE}}{2V_T} \right] . \tag{1.88}$$

Înlocuind (1.87) în (1.88) se obţine

$$\beta_{FH} \simeq \frac{I_{SH}^2}{I_S}\beta_{FM}\frac{1}{I_C},$$

indicând faptul că β_F scade rapid la curenţi mari. Scăderea valorii lui β_F la curenţi mari se datorează, în plus faţă de efectul dat de atingerea nivelului mare de injecţie, şi instalării efectului Kirk.[13] Acest efect are loc atunci când concentraţia de purtători minoritari din colector devine comparabilă cu concentraţia atomilor donori; ca urmare regiunea bazei tranzistorului se extinde în colector, grosimea efectivă a bazei devenind foarte mare.

1.4 MODELE DE SEMNAL MIC PENTRU TRANZISTOARELE BIPOLARE

Circuitele analogice operează de multe ori cu semnale al căror nivel este mic în comparaţie cu curenţii şi tensiunile de polarizare. În aceste condiţii, se pot determina modele *incrementale* sau de *semnal mic* care permit calcularea câştigului circuitului şi a impedanţelor văzute la terminale fără a mai fi necesară includerea curenţilor şi tensiunilor din punctul static de funcţionare. Se poate deduce o întreagă gamă de modele, de o complexitate crescătoare, modelele cele mai complicate fiind rezervate în general pentru analiza cu calculatorul. Îndemânarea proiectantului se reflectă în alegerea acelor elemente ale modelului care pot fi omise atunci când se calculează manual un circuit dat. Acest punct de vedere va fi reluat ulterior.

Să considerăm tranzistorul bipolar din fig. 1.17*a* cu sursele de polarizare V_{BE} şi V_{CC} aplicate ca în figură, care determină un curent static de colector I_C şi un curent static de bază I_B, tranzistorul aflându-se în *regiunea activă directă*. În serie cu sursa V_{BE} se aplică o tensiune de intrare de *semnal mic* care produce variaţii mici ale curentului de bază, i_b, şi ale curentului de colector, i_c. Valoarea totală a curentului de bază şi de colector se notează I_b şi respectiv I_c, astfel că $I_b = I_B + i_b$, $I_c = I_C + i_c$. Concentraţiile de purtători în baza tranzistorului, care corespund situaţiei din fig. 1.17*a*, sunt date în fig. 1.17*b*. Concentraţiile care corespund condiţiilor din punctul static de funcţionare sunt indicate cu linie plină. Prin aplicarea tensiunii de semnal mic, v_i, concentraţia $n_p(0)$ în bază, la marginea dinspre emitor, creşte (concentraţiile indicate cu linie punctată). În continuare aceste reprezentări vor fi utilizate pentru a determina diversele elemente ale circuitului echivalent de semnal mic al tranzistorului bipolar.

1.4.1 Transconductanţa (panta)

Transconductanţa g_m este definită de

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}}. \quad (1.89)$$

Deoarece

$$\Delta I_C = \frac{dI_C}{dV_{BE}}\Delta V_{BE}$$

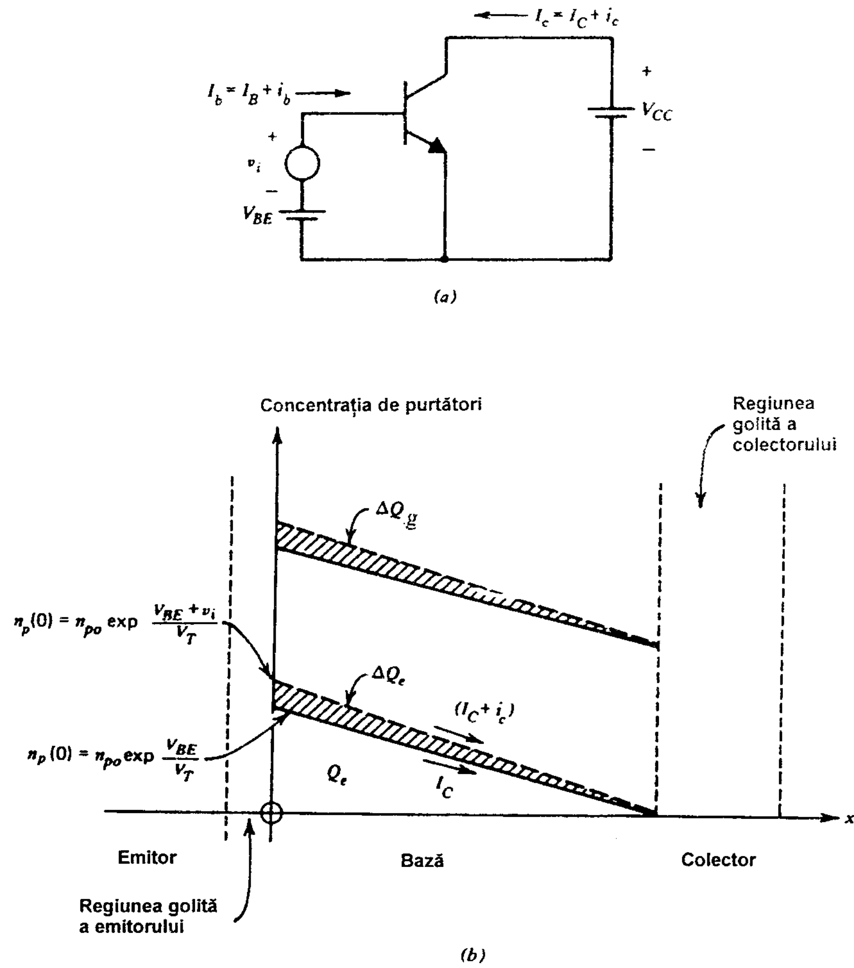


Fig. 1.17 Efectul unei tensiuni de intrare de semnal mic aplicate unui tranzistor bipolar. (*a*) Schema circuitului. (*b*) Modificările corespunzătoare ale concentrațiilor de purtători din bază, pentru un tranzistor care funcționează în regiunea activă directă.

se poate scrie

$$\Delta I_C = g_m \Delta V_{BE}$$

şi deci

$$i_c = g_m v_i \,. \tag{1.90}$$

Expresia transconductanței g_m se determină înlocuind (1.35) în (1.89):

$$g_m = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}V_{BE}}\left[I_S \exp\frac{V_{BE}}{V_T} \right] = \frac{I_S}{V_T}\exp\frac{V_{BE}}{V_T} = \frac{I_C}{V_T} = \frac{qI_C}{kT} \,. \tag{1.91}$$

Rezultă că g_m depinde liniar de curentul de colector din punctul static de funcționare, având

la I_C=1 mA şi 25°C valoarea de 38 mA/V pentru orice tranzistor bipolar independent de tipul său (*npn* sau *pnp*), de mărimea sa şi de materialul din care este realizat (Si, Ge, GaAs).

Pentru a ilustra limitările pe care le presupune utilizarea analizei de semnal mic expresia precedentă a transconductanţei se va deduce pe o cale diferită. Curentul total de colector în configuraţia din fig. 1.17*a* se poate calcula din (1.35):

$$I_c = I_S \exp\frac{V_{BE}+v_i}{V_T} = I_S \exp\frac{V_{BE}}{V_T}\exp\frac{v_i}{V_T}\,. \tag{1.92}$$

Curentul de colector din punctul static de funcţionare fiind dat de

$$I_C = I_S \exp\frac{V_{BE}}{V_T} \tag{1.93}$$

prin înlocuirea relaţiei 1.93 în (1.92) se obţine

$$I_c = I_S \exp\frac{v_i}{V_T}\,. \tag{1.94}$$

Dacă $v_i \ll V_T$, exponenţiala din (1.94) se poate dezvolta într-o serie de puteri:

$$I_c = I_C\left[1+\frac{v_i}{V_T}+\frac{1}{2}\left[\frac{v_i}{V_T}\right]^2+\frac{1}{6}\left[\frac{v_i}{V_T}\right]^3+\ldots\right]. \tag{1.95}$$

Componenta de semnal mic a curentului de colector este

$$i_c = I_c - I_C\,. \tag{1.96}$$

Prin înlocuirea relaţiei 1.96 în (1.95) se obţine expresia variaţiei curentului de colector, i_c:

$$i_c = \frac{I_C}{V_T}v_i + \frac{1}{2}\frac{I_C}{V_T^2}v_i^2 + \frac{1}{6}\frac{I_C}{V_T^3}v_i^3 + \ldots \tag{1.97}$$

Dacă $v_i \ll V_T$, (1.97) se reduce la (1.90) şi rezultă că analiza de semnal mic este valabilă. Criteriul care stabileşte posibilitatea utilizării analizei de semnal mic este deci $v_i = \Delta V_{BE} \ll 26$ mV, la 25°C. În practică, dacă ΔV_{BE} are o valoare mai mică de 10 mV analiza de semnal mic se realizează cu o exactitate cuprinsă în limitele a aproximativ 10%.

1.4.2 Capacitatea care corespunde sarcinii din bază

Din fig. 1.17*b* rezultă că o variaţie a tensiunii bază-emitor $\Delta V_{BE} = v_i$ determină o variaţie $\Delta Q_e = q_e$ a sarcinii de purtători minoritari din bază. Din condiţia de neutralitate a sarcinii rezultă o variaţie egală pentru sarcina de purtători majoritari $\Delta Q_g = q_g$. Deoarece purtătorii majoritari sunt furnizaţi prin terminalul bazei, rezultă că aplicarea tensiunii v_i cere de fapt furnizarea către bază a unei sarcini q_g. Ca urmare tranzistorul va avea o capacitate de intrare

$$C_b = \frac{q_g}{v_i}\,. \tag{1.98}$$

Valoarea capacităţii C_b se poate exprima în funcţie de parametrii fundamentali ai tranzistorului în modul următor. Împărţind (1.39) la (1.33) se obţine

$$\frac{Q_e}{I_C} = \frac{W_B^2}{2D_n} = \tau_F . \qquad (1.99)$$

Mărimea τ_F, care are dimensiunea timp, este denumită timpul de tranzit prin bază pentru funcţionarea în regiunea activă directă, deoarece raportul între sarcina în tranzit (Q_e) şi curentul de colector din punctul static de funcţionare, I_C, se poate considera drept timpul mediu necesar unui purtător pentru a parcurge regiunea bazei.

Într-o aproximaţie de prim ordin acest timp este independent de condiţiile de funcţionare, având pentru tranzistoarele *npn* integrate o valoare tipică de 100—500 ps şi de 1—40 ns pentru tranzistoarele *pnp* laterale. Pentru tranzistoarele difuzate, care au o bază neuniform dopată, valorile mărimii τ_F tind să fie mai mici[14] decât valoarea prezisă de relaţia 1.99, păstrându-se însă aceeaşi formă pentru dependenţa de grosimea bazei W_B, şi de constanta de difuzie, D_n.

Din (1.99) rezultă

$$\Delta Q_e = \tau_F \Delta I_C . \qquad (1.100)$$

Dar, deoarece $\Delta Q_e = \Delta Q_g$ se obţine

$$\Delta Q_g = \tau_F \Delta I_C \qquad (1.101)$$

care se poate scrie

$$q_g = \tau_F i_c . \qquad (1.102)$$

Înlocuind (1.102) în (1.98) se găseşte:

$$C_b = \tau_F \frac{i_c}{v_i} . \qquad (1.103)$$

Substituirea relaţiei 1.90 în (1.103) duce la expresia

$$C_b = \tau_F g_m \qquad (1.104)$$

sau

$$C_b = \tau_F \frac{qI_C}{kT} . \qquad (1.105)$$

Deci capacitatea corespunzătoare sarcinii din bază este proporţională cu curentul de colector din punctul static de funcţionare.

Pentru funcţionarea în regiunea activă inversă sarcina stocată şi curentul sunt legate printr-o relaţie asemănătoare cu (1.99) prin intermediul unei constante de timp τ_R. Tipic, această constantă de timp este cu ordine de mărime mai mare decât τ_F datorită faptului că structura şi profilul concentraţiei de impurităţi ale dispozitivului sunt optimizate pentru funcţionarea în regiunea activă directă.

Deoarece funcţionarea în regiunea de saturaţie este descrisă prin suprapunerea funcţionării în regiunea activă directă şi a funcţionării în regiunea activă inversă modelarea sarcinii importante stocate care apare la funcţionarea în regiunea de saturaţie se modelează prin includerea în fişierul SPICE a parametrului τ_R.

1.4.3 Rezistenţa de intrare

În regiunea activă directă între curenţii de bază şi de colector există relaţia:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} \tag{1.47}$$

Relaţia între variaţiile mici ale curenţilor I_B şi I_C se obţine din (1.47):

$$\Delta I_B = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}I_C}\left[\frac{I_C}{\beta_F}\right]\Delta I_C . \tag{1.106}$$

Rezultă

$$\beta_0 = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{i_c}{i_b} = \left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}I_C}\left(\frac{I_C}{\beta_F}\right)\right]^{-1} , \tag{1.107}$$

unde β_0 este câştigul în curent, de *semnal mic*, al tranzistorului. Trebuie observat că dacă β_F este constant, atunci $\beta_0 = \beta_F$. Valorile tipice ale câştigului în curent β_0 fiind apropiate de acelea ale câştigului în curent β_F în capitolele următoare între aceste două mărimi nu se va face practic nici o diferenţă. De multe ori pentru câştigul în curent se presupune o singură valoare β, care este apoi utilizată atât pentru calculele de curent alternativ, cât şi pentru cele de curent continuu.

Rezistenţa de intrare de semnal mic a tranzistorului este dată de

$$r_\pi = \frac{v_i}{i_b} . \tag{1.108}$$

Înlocuind (1.107) în (1.108) se obţine

$$r_\pi = \frac{v_i}{i_c}\beta_0 \tag{1.109}$$

care devine, dacă se ţine seama de (1.90),

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} . \tag{1.110}$$

Deci rezistenţa de intrare de semnal mic a unui tranzistor bipolar depinde de câştigul în curent şi este invers proporţională cu curentul de colector I_C, din punctul static de funcţionare.

1.4.4 Rezistenţa de ieşire

Efectul variaţiei tensiunii V_{CE} asupra caracteristicilor de semnal mare ale tranzistorului a fost discutat în *Secţiunea 1.3.2*. Din discuţia respectivă a rezultat că variaţii mici ΔV_{CE} ale tensiunii V_{CE} produc variaţii corespunzătoare ΔI_C ale curentului de colector:

$$\Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}}\Delta V_{CE} . \tag{1.111}$$

Înlocuind (1.55) şi (1.57) în (1.111) se obţine

$$\frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{V_A}{I_C} = r_o , \tag{1.112}$$

unde V_A este tensiunea Early, iar r_o rezistenţa de ieşire de semnal mic a tranzistorului. Deoarece valorile tipice ale tensiunii V_A sunt de 50—100 V, valorile corespunzătoare pentru rezistenţa de ieşire r_o vor fi, pentru I_C=1 mA, de 50—100 kΩ. Deoarece rezistenţa r_o este invers proporţională cu I_C se observă că şi ea se poate exprima în funcţie de g_m, la fel ca şi mulţi alţi parametri de semnal mic:

$$r_o = \frac{1}{\eta \, g_m} \tag{1.113}$$

unde

$$\eta = \frac{kT}{qV_A} . \tag{1.114}$$

Dacă V_A=100 V, atunci la 25°C, $\eta = 1{,}6 \times 10^{-4}$. Se observă că $1/r_o$ este panta caracteristicilor de ieşire din fig. 1.10.

1.4.5 Modelul fundamental de semnal mic al tranzistorului bipolar

Reunirea elementelor de circuit de semnal mic descrise anterior conduce la modelul de semnal mic al tranzistorului bipolar indicat în fig. 1.18. Nodurile corespunzătoare colectorului, bazei şi emitorului sunt notate *C*, respectiv *B*,*E*. Acest model, valabil în regiunea activă directă, atât pentru tranzistoare *npn* cât şi *pnp*, este denumit modelul *π-hibrid*. Elementele acestui model sunt prezente în circuitul echivalent al *oricărui tranzistor* bipolar. Specificarea lor se face printr-un număr relativ redus de parametri β, τ_F, η, I_C. Trebuie observat că în evaluarea parametrilor de semnal mic pentru tranzistoare *pnp*, trebuie utilizată numai *mărimea* curentului I_C nu şi semnul său. În secţiunile care urmează acestui model i se vor adăuga elemente suplimentare pentru a se ţine cont de efectele parazite şi de efectele de ordinul doi.

1.4.6 Rezistenţa colector-bază

Să considerăm efectul dat de variaţiile tensiunii V_{CE} asupra sarcinii de purtători minoritari din bază (vezi fig. 1.9). O creştere a tensiunii V_{CE} determină o creştere a lăţimii regiunii golite a joncţiunii colector-bază şi, deci, o reducere a grosimii bazei. Ca urmare, sarcina totală de purtători minoritari stocată în bază se micşorează ceea ce corespunde unei scăderi a curentului de bază I_B (datorită scăderii componentei I_{B1}, dată de relaţia 1.40). Deoarece o creştere ΔV_{CE} a tensiunii V_{CE} determină o *scădere* ΔI_B a curentului I_B, acest efect se poate modela prin includerea în modelul din fig. 1.18 a unui rezistor r_μ între nodul colectorului şi cel al bazei. Dacă se presupune că tensiunea V_{BE} este menţinută constantă valoarea acestui rezistor este dată de

$$r_\mu = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_{B1}} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{B1}} . \tag{1.115}$$

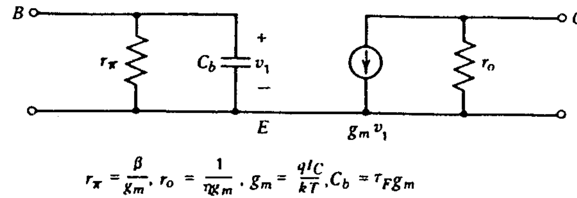


Fig. 1.18 Circuitul echivalent de semnal mic, fundamental, al tranzistorului bipolar.

Înlocuind (1.112) în (1.115) se obţine

$$r_\mu = r_o \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{B1}} \tag{1.116}$$

Dacă curentul de bază este compus în totalitate numai din componenta I_{B1}, din înlocuirea relaţiei 1.107 în (1.116) rezultă

$$r_\mu = \beta_0 r_o \,. \tag{1.117}$$

Această valoare constituie limita inferioară pentru valoarea lui r_μ. În practică pentru tranzistoarele *npn* integrate componenta I_{B1} reprezintă, tipic, mai puţin de 10% din I_B [componenta I_{B2} din (1.42) este dominantă]. Deoarece componenta I_{B1} este foarte mică variaţia ΔI_{B1} în I_B pentru variaţii ΔV_{CE} şi ΔI_C date este şi ea foarte mică. Ca urmare valoarea tipică pentru r_μ va fi mai mare decât $10\beta_0 r_o$. Pentru tranzistoarele *pnp* laterale, recombinarea în bază este mult mai importantă, valoarea rezistenţei r_μ rezultând în gama $2\beta_0 r_o$—$5\beta_0 r_o$.

1.4.7 Elemente parazite în modelul de semnal mic

Elementele circuitului echivalent de semnal mic descrise până acum pot fi considerate ca fiind fundamentale, în sensul că îşi au originea în procesele fizice esenţiale din tranzistor. Totuşi limitările impuse de procesul tehnologic de fabricaţie al tranzistorului introduc elemente parazite care - pentru majoritatea tranzistoarelor din circuitele integrate - trebuie adăugate circuitului echivalent. În fig. 1.19 se prezintă o secţiune transversală printr-un tranzistor *npn* tipic dintr-un circuit integrat în care izolarea componentelor se realizează prin utilizarea de joncţiuni *pn* polarizate invers (metodele de realizare a unui astfel de tranzistor sunt descrise în *Capitolul 2*).

În conformitate cu cele discutate în *Secţiunea 1.2* fiecare jocţiune *pn* are asociată regiunii golite o capacitate dependentă de tensiune (capacitatea de barieră). În secţiunea transversală din fig. 1.19 se pot identifica trei regiuni golite cărora li se asociază capacităţi. Joncţiunea bază-emitor are o capacitate de barieră, C_{je}, iar joncţiunile bază-colector şi colector-substrat au capacităţile C_μ, respectiv C_{cs}.

Joncţiunea bază-emitor este bine aproximată de o joncţiune gradată, datorită variaţiei abrupte a profilului de dopare determinată de doparea puternică a emitorului. Ca urmare variaţia capacităţii C_{je} în funcţie de tensiunea de polarizare este descrisă cu bună aproximaţie de (1.21).

Joncţiunea colector-bază se comportă pentru tensiuni de polarizare mici, ca o joncţiune gradată (fiind formată prin difuzie concentraţia de impurităţi este dependentă de distanţa de la joncţiune). Totuşi pentru polarizări inverse relativ mari (mai mari ca, aproximativ 1 V)

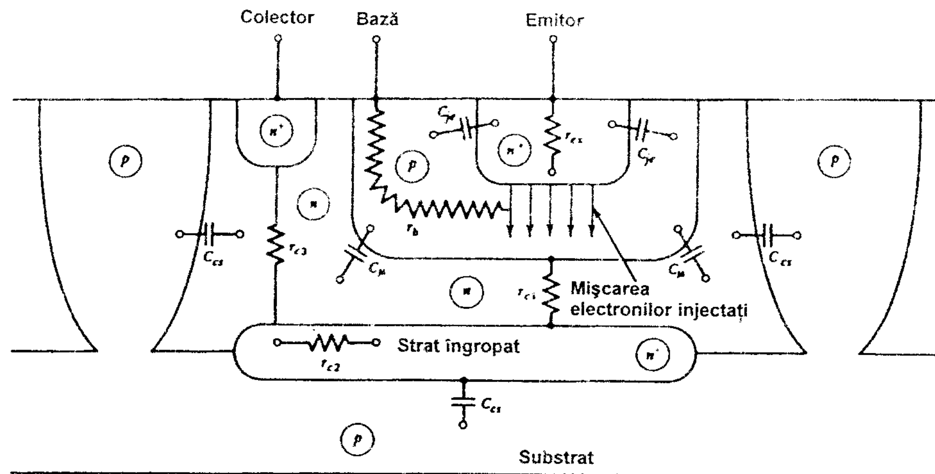


Fig. 1.19 Structura unui tranzistor bipolar *npn* de circuit integrat. Se pun în evidenţă elementele parazite; (desenul nu este făcut la scară).

regiunea golită a joncţiunii se extinde în colector, care este dopat uniform; ca urmare pentru tranzistoarele care au o regiune de colector groasă, joncţiunea tinde să se comporte ca o joncţiune abruptă, cu o dopare uniformă.

Pentru multe din procesele moderne de mare viteză regiunea de colector este foarte subţire, fiind de ordinul unui μm. Ca urmare, regiunea golită a joncţiunii colector-bază se poate extinde până la stratul îngropat chiar pentru valori mici ale tensiunii inverse aplicate pe joncţiune. În această situaţie atât lăţimea regiunii golite, cât şi capacitatea care îi este asociată depind slab de tensiunea de polarizare. Deci capacitatea C_μ tinde să urmeze dependenţa dată de relaţia 1.22 pentru polarizări foarte mici şi dependenţa dată de relaţia 1.21 pentru tensiuni de polarizare mari în cazul tranzistoarelor la care grosimea colectorului este mare. Măsurătorile arată că în practică, pentru majoritatea tranzistoarelor, variaţia capacităţii C_μ în funcţie de tensiunea de polarizare a joncţiunii poate fi aproximată de o dependenţă de forma

$$C_\mu = \frac{C_{\mu 0}}{\left[1 - \frac{V}{\psi_0}\right]^n}, \qquad (1.117a)$$

unde V este tensiunea directă aplicată joncţiunii, iar n este un exponent a cărui valoare este cuprinsă între 0,2 şi 0,5. În această carte pentru exponentul n al joncţiunii colector-bază se va utiliza valoarea $n=1/2$.

A treia capacitate parazită existentă într-un tranzistor *npn* monolitic este capacitatea colector-substrat C_{cs}. În cazul izolării cu joncţiuni polarizate invers, pentru tensiuni inverse de polarizare mari, joncţiunea colector-substrat se comportă ca o joncţiune abruptă, satisfăcând o dependenţă de forma 1.21. În procesele care folosesc izolarea cu oxid difuzia p adâncă, de izolare, este înlocuită printr-o regiune din dioxid de siliciu. Ca urmare, în acest caz, componenta laterală a capacităţii C_{cs} este dată de capacitatea constantă a oxidului. Relaţia 1.117a se poate folosi pentru modelarea capacităţii C_{cs}, aproximarea cea mai bună fiind dată însă de o

valoare pentru n mai mică de 0,5. În general pentru modelarea celor trei capacităţi parazite se va utiliza relaţia 1.117*a*.

Diferenţierea capacităţilor emitor-bază, colector-bază şi colector-substrat se face afectând mărimilor n şi ψ_0 indicii e şi, respectiv, c şi s. Valorile tipice ale acestor capacităţi parazite, pentru un tranzistor *npn* minim, realizat într-un proces modern cu izolare cu oxid, sunt $C_{je0}=10$ fF, $C_{\mu 0}=10$ fF, $C_{cs0}=20$ fF. Valorile pentru alte dispozitive sunt indicate în *Capitolul 2*.

După cum se va arăta în *Capitolul 2*, tranzistoarele *pnp* laterale au în locul capacităţii C_{cs} o capacitate parazită C_{bs}, „conectată" de la bază spre substrat. Observând că substratul este întotdeauna conectat la sursa cea mai negativă de tensiune din circuit (pentru a ne asigura că toate insulele izolate sunt separate prin joncţiuni polarizate invers) rezultă că din punct de vedere al curentului alternativ substratul este la masă. Ca urmare într-un circuit echivalent toate capacităţile parazite faţă de substrat vor fi conectate la masă.

Ultimele elemente care trebuie adăugate modelului de semnal mic al tranzistorului sunt rezistenţele parazite. Aceste rezistenţe sunt determinate de valoarea finită a rezistenţei siliciului din zona cuprinsă între contactul aflat pe suprafaţa cipului şi regiunea activă de sub emitor. După cum se indică în fig. 1.19 rezistenţe semnificative există în serie cu contactele de bază şi colector, r_b şi, respectiv, r_c. (De observat că rezistenţa colectorului este compusă de fapt din trei rezistenţe notate r_{c1}, r_{c2}, r_{c3}). De asemenea, în serie cu terminalul emitorului există o rezistenţă r_{ex}, având o valoare de câţiva Ω, care poate deveni importantă la valori mari ale curenţilor de polarizare. Valorile tipice ale acestor rezistenţe sunt r_b=50—500 Ω, r_{ex}=1—3 Ω, r_c=20—500 Ω.

Valoarea rezistenţei r_b variază semnificativ în funcţie de curentul de colector din cauza efectului denumit *aglomerarea curentului*[15] (sau aglomerarea emitorului). Fenomenul de aglomerare a emitorului este o consecinţă a căderii de tensiune laterale care apare ca urmare a curgerii curentului de bază. Această cădere de tensiune laterală face ca polarizarea joncţiunii bază-emitor să fie neuniformă, fiind maximă de-a lungul perimetrului emitorului. La curenţi de colector mari, căderea de tensiune laterală nu mai este neglijabilă; ca urmare curentul de emitor se aglomerează pe periferia emitorului, nemaifiind uniform distribuit pe suprafaţa emitorului. Deci efectul de tranzistor tinde să aibă loc pe perimetrul emitorului, şi nu sub emitor (pe întreaga sa suprafaţă). Ca urmare distanţa de la contactul bazei la regiunea activă a bazei se reduce, iar valoarea rezistenţei r_b se micşorează. Pentru un tranzistor *npn* tipic această scădere poate atinge 50% odată cu creşterea curentului I_C de la 0,1 mA la 10 mA.

Valorile rezistenţelor parazite pot fi reduse prin modificarea structurii dispozitivului. De exemplu, un tranzistor de arie mare la care baza şi emitorul sunt formate din benzi multiple, va avea o valoare mică a rezistenţei r_b. Valoarea rezistenţei r_c se reduce prin realizarea sub colector a unui strat îngropat de mică rezistenţă, de tip n^+.

Adăugând la circuitul fundamental de semnal mic din fig. 1.18 rezistenţele şi capacităţile parazite se obţine circuitul echivalent complet de semnal mic din fig. 1.20. Nodul intern al bazei este notat B' pentru a putea fi deosebit de contactul extern al bazei, B. Capacitatea C_π este compusă din capacitatea, C_b, corespunzătoare sarcinii stocate în bază şi din capacitatea de barieră a joncţiunii emitor-bază, C_{je}:

$$C_\pi = C_b + C_{je}\,. \tag{1.118}$$

Trebuie observat că reprezentarea folosită pentru elemente parazite din fig. 1.20 este de fapt rezultatul unei aproximări prin elemente concentrate. În realitate, aşa cum sugerează fig. 1.19, capacitatea C_μ este distribuită în lungul rezistorului r_b, iar capacitatea C_{cs} în lungul

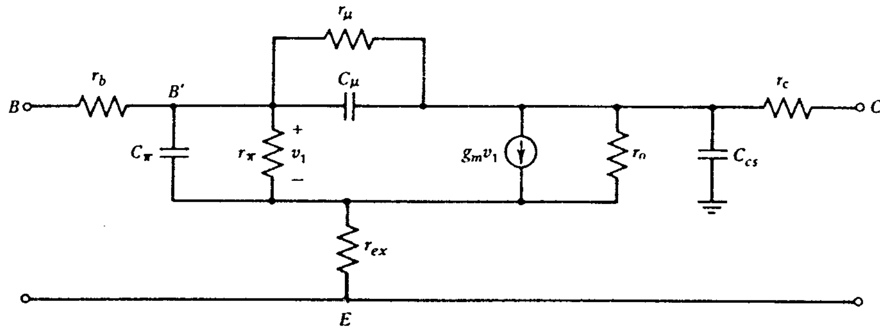


Fig. 1.20 Circuitul echivalent de semnal mic, complet, al unui tranzistor bipolar.

rezistorului r_c. Această reprezentare prin elemente concentrate deşi este adecvată pentru mare majoritate a aplicaţiilor poate introduce erori la frecvenţe foarte înalte. Se va observa de asemenea că deşi rezistenţele parazite din fig. 1.20 pot avea un rol foarte important în cazul funcţionării la curenţi de polarizare mari sau al funcţionării la înaltă frecvenţă, ele sunt de obicei omise în calculele de la joasă frecvenţă şi pentru valori ale curenţilor de colector mai mici ca 1 mA.

■ EXEMPLU

Să se deducă elementele circuitului echivalent, de semnal mic pentru un tranzistor bipolar care lucrează în punctul static de funcţionare $I_C=1$ mA, $V_{CB}=3$ V şi $V_{CS}=5$ V. Parametrii tranzistorului sunt $C_{je0}=10$ fF, $n_e=0{,}5$, $\psi_{0e}=0{,}9$ V, $C_{\mu 0}=10$ fF, $n_c=0{,}3$, $\psi_{0c}=0{,}5$ V, $C_{cs0}=20$ fF, $n_s=0{,}3$, $\psi_{0s}=0{,}65$ V, $\beta_0=100$, $\tau_F=10$ ps, $V_A=20$ V, $r_b=300$ Ω, $r_c=50$ Ω, $r_{ex}=5$ Ω, $r_\mu=10\beta_0 r_o$.

Deoarece joncţiunea bază-emitor este polarizată direct, valoarea capacităţii C_{je} este greu de determinat din motivele descrise în *Secţiunea 1.2.1*. Valoarea sa se determină fie pe calculator, fie printr-o estimare rezonabilă care constă în a dubla valoarea C_{je0}. Utilizând această estimare se obţine

$$C_{je} = 20 \text{ fF} .$$

Pentru capacitatea colector-bază, prin utilizarea relaţiei 1.117a rezultă

$$C_\mu = \frac{C_{\mu 0}}{\left[1+\dfrac{V_{CB}}{\psi_{0c}}\right]^{n_c}} = \frac{10}{\left[1+\dfrac{3}{0{,}5}\right]^{0{,}3}} = 5{,}6 \text{ fF} .$$

Capacitatea colector-substrat se calculează folosind tot relaţia 1.117a:

$$C_{cs} = \frac{C_{cs0}}{\left[1+\dfrac{V_{CS}}{\psi_{0s}}\right]^{n_s}} = \frac{20}{\left[1+\dfrac{5}{0{,}65}\right]^{0.3}} = 10{,}5 \text{ fF} .$$

Transconductanţa se obţine din relaţia 1.91:

$$g_m = \frac{qI_C}{kT} = \frac{10^{-3}}{26 \times 10^{-3}} \text{ A/V} = 38 \text{ mA/V} .$$

Din (1.104) se obţine capacitatea corespunzătoare sarcinii din bază:

$$C_b = \tau_F g_m = 10 \times 10^{-12} \times 38 \times 10^{-3} \text{ F} = 0{,}38 \text{ pF} .$$

Valoarea capacităţii C_π va fi, în concordanţă cu (1.118):

$$C_\pi = 0{,}38 + 0{,}02 \text{ pF} = 0{,}4 \text{ pF} .$$

Rezistenţa de intrare rezultă din (1.110):

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = 100 \times 26 \ \Omega = 2{,}6 \text{ k}\Omega .$$

Rezistenţa de ieşire este dată de (1.112):

$$r_o = \frac{20}{10^{-3}} \ \Omega = 20 \text{ k}\Omega .$$

iar rezistenţa colector-bază va fi

$$r_\mu = 10\beta_0 r_o = 10 \times 100 \times 20 \text{ k}\Omega = 20 \text{ M}\Omega .$$

Circuitul echivalent, cu valorile corespunzătoare ale parametrilor, este indicat în fig. 1.21.

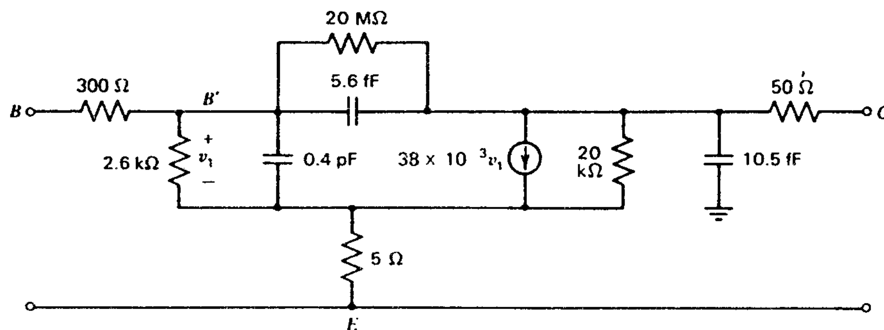


Fig. 1.21 Circuitul echivalent complet, de semnal mic, pentru un tranzistor bipolar care lucrează în punctul static de funcţionare $I_C = 1$ mA, $V_{CB} = 3$ V şi $V_{CS} = 5$ V. Parametrii tranzistorului sunt $C_{je0} = 10$ fF, $n_e = 0{,}5$, $\psi_{0e} = 0{,}9$ V, $C_{\mu 0} = 10$ fF, $n_c = 0{,}3$, $\psi_{0c} = 0{,}5$ V, $C_{cs0} = 20$ fF, $n_s = 0{,}3$, $\psi_{0s} = 0{,}65$ V, $\beta_0 = 100$, $\tau_F = 10$ ps, $V_A = 20$ V, $r_b = 300\ \Omega$, $r_c = 50\ \Omega$, $r_{ex} = 5\ \Omega$, $r_\mu = 10\beta_0 r_0$.

1.4.8 Specificarea răspunsului în frecvenţă al tranzistorului

Câştigul la înaltă frecvenţă al tranzistorului este controlat de elementele capacitive din circuitul echivalent din fig. 1.20. În practică, în majoritatea cazurilor, performanţele de frecvenţă ale tranzistorului sunt specificate prin valoarea frecvenţei la care mărimea câştigului

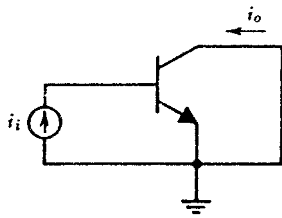


Fig. 1.22 Schema de curent alternativ a circuitului pentru măsurarea frecvenţei f_T.

câştigului în curent, în conexiunea cu emitorul comun, în condiţii de scurt-circuit la ieşire, ajunge unitară. Această frecvenţă, notată f_T, se numeşte *frecvenţa de tăiere** şi constituie o măsură a frecvenţei maxime de utilizare a tranzistorului ca amplificator.

Valoarea frecvenţei f_T se poate măsura şi calcula prin utilizarea circuitului de curent alternativ din fig. 1.22. În bază se aplică un curent de semnal mic, i_i, şi se măsoară curentul de la ieşire, i_o, cu colectorul în scurtcircuit (din punctul de vedere al semnalului alternativ).

Circuitul echivalent de semnal mic pentru această configuraţie se poate găsi plecând de la circuitul din fig. 1.20. Se obţine circuitul din fig. 1.23 în care s-au neglijat rezistenţele r_{ex} şi r_μ.

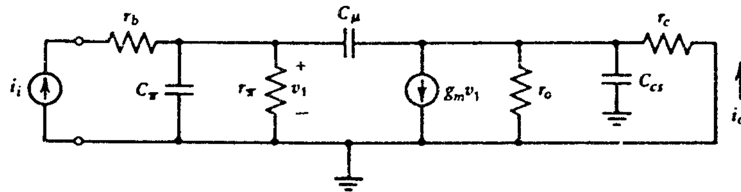


Fig. 1.23 Circuitul echivalent de semnal mic utilizat pentru calculul frecvenţei f_T.

Dacă se presupune r_c mic, atunci r_o şi C_{cs} nu au nici o influenţă şi rezultă

$$v_1 \simeq \frac{r_\pi}{1 + r_\pi(C_\pi + C_\mu)s}\, i_i \,. \tag{1.119}$$

Neglijarea curentului care trece de la intrare spre ieşire prin C_μ permite scrierea relaţiei

$$i_o \simeq g_m v_1 \,. \tag{1.120}$$

Înlocuind (1.119) în (1.120) se obţine

$$i_o \simeq i_i \frac{g_m r_\pi}{1 + r_\pi(C_\pi + C_\mu)s}$$

care, ţinând cont de (1.110), devine

$$\frac{i_o}{i_i}(\mathrm{j}\omega) = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0 \dfrac{C_\pi + C_\mu}{g_m}\mathrm{j}\omega} \,. \tag{1.121}$$

Notând $\beta(\mathrm{j}\omega)$ raportul $i_o/i_i(\mathrm{j}\omega)$ (care este câştigul în curent, de semnal mic, la înaltă frecvenţă) relaţia 1.121 se scrie:

* Destul de rar se foloseşte şi denumirea de *frecvenţă de tranziţie* (n.t.).

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + \beta_0 \frac{C_\pi + C_\mu}{g_m} j\omega} . \qquad (1.122)$$

La frecvențe înalte partea imaginară a numitorului este dominantă deci

$$\beta(j\omega) \simeq \frac{g_m}{j\omega(C_\pi + C_\mu)} . \qquad (1.123)$$

Din (1.123) rezultă că $|\beta(j\omega)| = 1$ atunci când

$$\omega = \omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} \qquad (1.124)$$

şi deci

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} . \qquad (1.125)$$

Comportarea tranzistorului poate fi ilustrată - ca în fig. 1.24, prin trasarea dependenței mărimii $|\beta(j\omega)|$ în funcție de ω - utilizând (1.122). Pulsația ω_β este definită drept pulsația la care $|\beta(j\omega)|$ este egal cu $\beta_0/\sqrt{2}$ (o scădere de 3 dB față de valoarea de la joasă frecvență). Din (1.222) se obține

$$\omega_\beta = \frac{1}{\beta_0} \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu} = \frac{\omega_T}{\beta_0} . \qquad (1.126)$$

Din fig. 1.24 rezultă că ω_T se poate determina prin măsurarea mărimii $|\beta(j\omega)|$ la o pulsație ω_x, la care $|\beta(j\omega)|$ scade cu 6 dB/octavă, şi utilizarea relației

$$\omega_T = \omega_x |\beta(j\omega_x)| . \qquad (1.127)$$

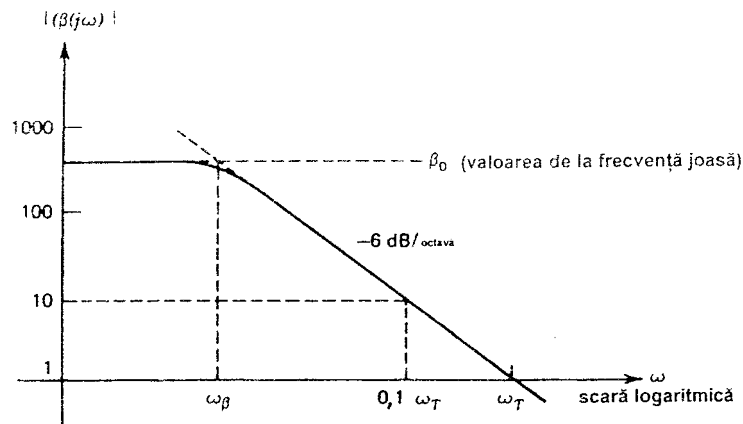


Fig. 1.24 Dependența modulului câştigului în curent, în condiții de semnal mic armonic, în funcție de frecvență (pulsație) pentru un tranzistor bipolar tipic.

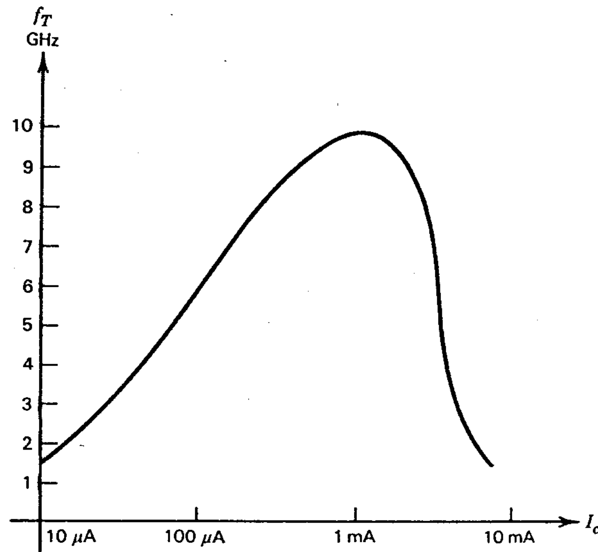


Fig. 1.25 Dependența tipică $f_T(I_C)$ pentru un tranzistor integrat bipolar *npn*, având aria de emitor de 6 μm^2, realizat într-un proces de viteză mare.

Aceasta este metoda care se utilizează și în practică, deoarece devierea de la comportarea ideală tinde să aibă loc numai în zona în care $|\beta(j\omega)|$ se apropie de valoarea unitară. Prin urmare, tipic, se va măsura $|\beta(j\omega)|$ la o frecvență la care valoarea sa este de aproximativ 5—10, iar ω_T se calculează din relația 1.127.

Este interesant de examinat constanta de timp τ_T, asociată pulsației ω_T, definită de

$$\tau_T = \frac{1}{\omega_T} . \tag{1.128}$$

Înlocuind (1.124) în (1.128) se obține:

$$\tau_T = \frac{C_\pi}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m} . \tag{1.129}$$

Dacă în (1.129) se înlocuiesc (1.118) și (1.104) rezultă:

$$\tau_T = \frac{C_b}{g_m} + \frac{C_{je}}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m} = \tau_F + \frac{C_{je}}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m} . \tag{1.130}$$

Expresia 1.130 arată că τ_T este dependent de curentul de colector din punctul static de funcționare I_C (prin intermediul transconductanței g_m) atingând o valoare constantă la valori mari ale curentului. La valori mici ale curentului I_C, termenii care conțin capacitățile C_{je} și C_μ sunt dominanți determinând o *creștere* a lui τ_T, și respectiv o *scădere* a frecvenței f_T, odată cu scăderea curentului I_C. Această comportare este ilustrată în fig. 1.25 care reprezintă o curbă tipică a dependenței frecvenței f_T de curentul de colector I_C pentru un tranzistor *npn* de circuit integrat. Această teorie simplă nu prezice scăderea frecvenței f_T la curenți mari de colector; ea este datorată creșterii constantei τ_T ca urmare a efectelor de nivel mare de injecție și a instalării efectului Kirk la curenți mari (sunt efecte identice cu acelea care determină scăderea descrisă în *Secțiunea 1.3.5* a câștigului în curent β_F la curenți mari.

■ **EXEMPLU**

La frecvenţa de 1 GHz câştigul în curent în scurtcircuit, la semnal mic, al unui tranzistor bipolar are valoarea 8 la un curent de colector I_C=0,25 mA şi valoarea 9 la I_C=1 mA. Neglijând efectele de nivel mare de injecţie, să se calculeze C_{je} şi τ_T, presupunând că amândouă mărimile sunt constante. Valoarea măsurată a capacităţii C_μ este de 10 fF.

În concordanţă cu datele de mai sus, valorile frecvenţei f_T sunt:

$$f_{T1} = 8\times 1 = 8 \text{ GHz} \quad \text{pentru} \quad I_C = 0{,}25 \text{ mA} ,$$

$$f_{T2} = 9\times 1 = 9 \text{ GHz} \quad \text{pentru} \quad I_C = 1 \text{ mA} .$$

Valorile corespunzătoare ale constantei de timp τ_T sunt:

$$\tau_{T1} = \frac{1}{2\pi f_{T1}} = 19{,}9 \text{ ps} ,$$

$$\tau_{T2} = \frac{1}{2\pi f_{T2}} = 17{,}7 \text{ ps} .$$

Înlocuind aceste date în (1.130) rezultă

$$19{,}9\times 10^{-12} = \tau_F + 104(C_\mu + C_{je}) , \tag{1.131}$$

pentru I_C=0,25 mA. Pentru I_C=1 mA se obţine

$$17{,}7\times 10^{-12} = \tau_F + 26(C_\mu + C_{je}) . \tag{1.132}$$

Scăzând (1.132) din (1.131) se găseşte

$$C_\mu + C_{je} = 28{,}2 \text{ fF} .$$

Deoarece s-a măsurat C_μ=10 fF, valoarea capacităţii C_{je} este

$$C_{je} \simeq 18{,}2 \text{ fF} .$$

Înlocuind în (1.131) rezultă

$$\tau_F = 17 \text{ ps} .$$

Acest exemplu a arătat modul în care pot fi determinaţi parametrii de bază ai tranzistorului din măsurători ale câştigului în curent la înaltă frecvenţă. Se observă că presupunerea că C_{je} este constant constituie o aproximaţie utilă în practică deoarece tensiunea V_{BE} se modifică cu numai 36 mV atunci când valoarea curentului I_C creşte de la 0,25 mA la 1 mA.

1.5 COMPORTAREA LA SEMNAL MARE A TRANZISTOARELOR CU EFECT DE CÂMP CU GRILĂ-JONCŢIUNE

În circuitele integrate analogice sunt utilizate două tipuri diferite de tranzistoare cu efect de câmp (TEC): tranzistorul cu efect de câmp cu grilă joncţiune (TECJ) şi tranzistorul

cu efect de câmp metal oxid semiconductor (TECMOS). După cum s-a arătat în *Capitolul 2* diferitele procese de fabricaţie oferă şi realizează diverse combinaţii ale acestor tipuri de dispozitive. Procesele cele mai simple (deci şi cele mai ieftine) oferă doar un singur tip de tranzistor, de exemplu procese numai bipolare sau numai MOS. În procesele mai complexe pe acelaşi cip se pot combina mai multe tipuri de tranzistoare, fapt care permite proiectantului de circuite realizarea unui nivel mai ridicat de performanţă la un cost de fabricaţie mai mare.

Exemplul cel mai notabil îl constituie procesul BiCMOS care oferă, pe acelaşi cip, atât tranzistoare bipolare cu performanţe ridicate cât şi tranzistoare MOS cu canal p şi cu canal n. O altă tehnologie, mult mai matură, oferă pe acelaşi cip TECJ şi tranzistoare bipolare, permiţând realizarea amplificatoarelor cu impedanţă de intrare foarte mare. Cu toate că aceste amplificatoare pot fi realizate si prin procese BiCMOS, tipic TECJ au avantajul unui zgomot şi a unui ofset mai mic decât TECMOS.

În continuare se vor prezenta amănunţit caracteristicile TECJ.

1.5.1 Caracteristicile de transfer ale TECJ

În fig. 1.26*a* se dă o secţiune transversală printr-o structură de TECJ difuzat, tipic, aşa cum se realizează într-un circuit integrat. Aceste dispozitive se pot fabrica fie simultan cu tranzistoarele bipolare utilizând acelaşi set de difuzii, sau prin etape suplimentare de implantare ionică. În primul caz, este uzuală adăugarea unei difuzii suplimentară n^+ prin care se realizează grila superioară a structurii; în acest fel se îngustează regiunea de tip p care leagă între ele sursa şi drena (motivele pentru care se face această îngustare vor fi discutate mai târziu). Grila este electrodul de control, tensiunea de grilă modulând curgerea curentului între sursă şi drenă. De observat că grila există de ambele părţi ale canalului de tip p, care reprezintă regiunea conductoare care leagă sursa şi drena. Acest dispozitiv se numeşte TECJ cu canal p. Simbolul utilizat în circuite şi convenţia de semne pentru curenţi şi tensiuni sunt indicate în fig. 1.26*b*.

Pentru a deduce caracteristicile de transfer ale TECJ se consideră structura idealizată din fig. 1.27 în care se presupune un canal de tip p, uniform dopat, având pe fiecare parte două grile simetrice, de tip n. Pentru fiecare joncţiune va exista o regiune golită (vezi *Secţiunea 1.2*) chiar dacă toate terminalele structurii din fig. 1.27*a* sunt la masă. În acest caz variaţia de potenţial pe fiecare joncţiune va fi dată de diferenţa de potenţial internă ψ_0. Regiunea golită se extinde uniform atât în regiunea de tip n cât şi în aceea de tip p. Aplicând pe drenă o tensiune V_{DS} negativă (vezi fig. 1.17*a*) va trece un curent de la sursă la drenă. Acest curent produce în canal o cădere de tensiune, astfel că joncţiunea grilă-canal va fi polarizată invers mai puternic la capătul dinspre drenă. Deoarece polarizarea inversă a joncţiunii variază în lungul canalului, variază şi adâncimea pe care se extinde regiunea golită. Canalul are lăţimea cea mai mică la capătul dinspre drenă. Pe măsură ce V_{DS} creşte, lăţimea canalului devine mai mică, iar rezistenţa canalului creşte. Pentru o anumită valoare a tensiunii V_{DS} lăţimea canalului la capătul dinspre drenă devine zero: această situaţie se numeşte *închiderea* canalului. Tensiunea grilă-canal necesară pentru a închide canalul se defineşte ca *tensiunea de închidere**, notată cu V_P. Pentru un TECJ cu canal p tensiunea de închidere este pozitivă.

Să considerăm acum situaţia, din fig. 1.27*b*, în care pe grilă se aplică o tensiune pozitivă V_{GS}, iar pe drenă o tensiune negativă V_{DS}, sursa fiind legată la masă. Tensiunea aplicată

* Termenul corespunzător folosit în literatura de limba engleză este de *pinch-off voltage* (n.t.)

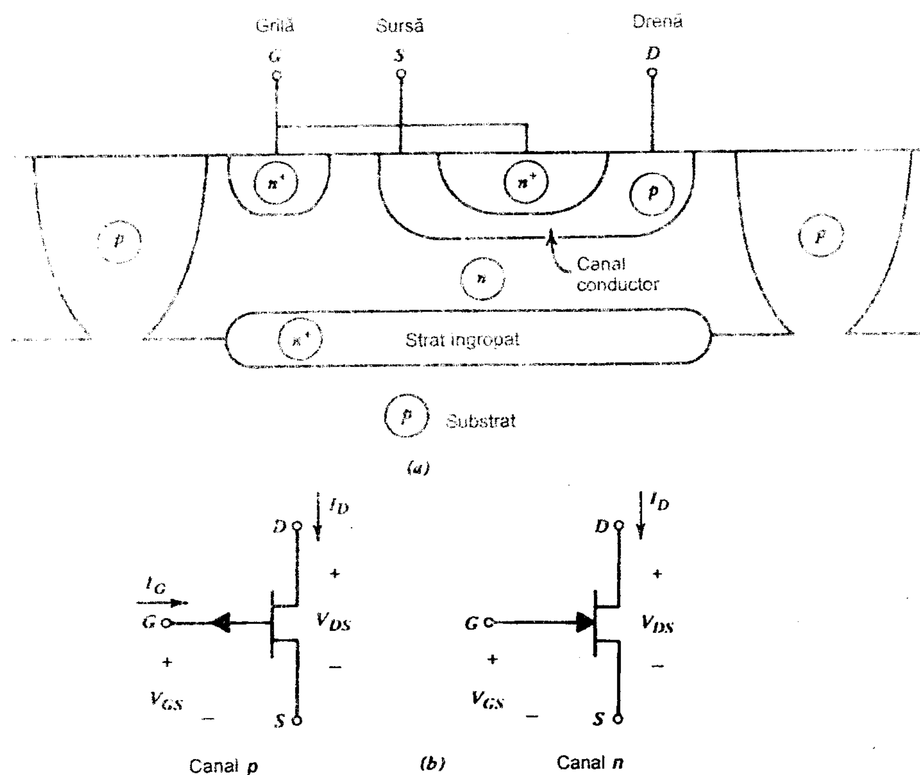


Fig. 1.26 (*a*) Structura tipică a unui TECJ cu canal *p*, monolitic (desenul nu este făcut la scară). (*b*) Simbolurile utilizate pentru TECJ şi convenţia de semne.

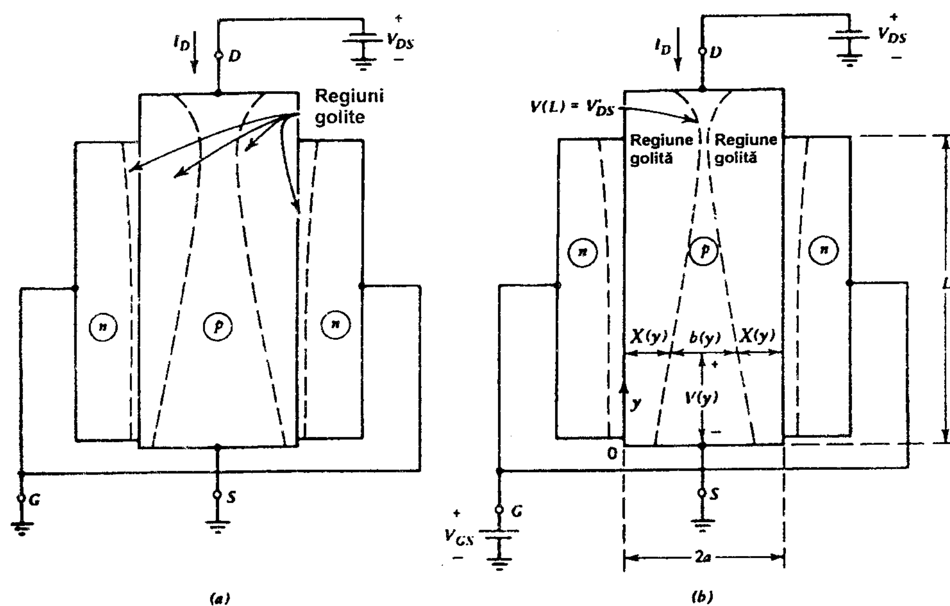


Fig. 1.27 Structura idealizată a unui TECJ cu canal *p*. (*a*) Sursa şi grila sunt la masă iar $|V_{DS}|$ tensiunea este mică. (*b*) Tensiunea $|V_{DS}|$ este mare şi se aplică o tensiune V_{GS} pozitivă.

pe grilă determină extinderea regiunii golite în canal, de-a lungul întregii sale lungimi. Atunci când tensiunea V_{GS} devine egală cu tensiunea de închidere V_P, canalul este golit în totalitate de purtători, iar (ideal) curentul care curge între sursă și drenă este nul. Se spune că tranzistorul este *tăiat*.

Referindu-ne la situația generală din fig. 1.27*b* putem calcula extinderea $W(y)$ a regiunii golite în canal, la distanța y de contactul de sursă. Din (1.14) se obține:

$$X(y) = K_1\sqrt{\psi_0 + V_R(y)}\ , \tag{1.133}$$

unde

$$K_1 = \sqrt{\frac{2\varepsilon}{qN_A\left(1 + \dfrac{N_A}{N_D}\right)}}\ . \tag{1.134}$$

În aceste relații N_A și N_D sunt concentrațiile de impurități în canal și respectiv în grilă, iar $V_R(y)$ este polarizarea inversă a joncțiunii grilă-canal la distanța y, în canal. Expresia pentru tensiunea $V_R(y)$ este

$$V_R(y) = V_{GS} - V(y) \tag{1.135}$$

unde $V(y)$ este diferența de potențial între punctul curent y din canal și sursă. Pentru un TECJ cu canal p, $V(y)$ este negativ deci, de fapt, în (1.135) termenii se adună. Înlocuind (1.135) în (1.133) se obține:

$$X(y) = K_1\sqrt{\psi_o + V_{GS} - V(y)}\ . \tag{1.136}$$

Grosimea canalului, $b(y)$, la distanța y în canal este (vezi fig. 1.27*b*)

$$b(y) = 2a - 2X(y) \tag{1.137}$$

care după înlocuirea relației 1.136 devine

$$b(y) = 2a - 2K_1\sqrt{\psi_o + V_{GS} - V(y)} \tag{1.138}$$

unde $2a$ este grosimea metalurgică a canalului.

Legea lui Ohm pentru conducția curentului în canal este

$$J_y = \sigma\,\mathscr{E}_y \tag{1.139}$$

unde J_y este densitatea de curent în direcția y, $\mathscr{E}_y$ componenta pe axa y a câmpului electric iar σ conductivitatea regiunii de tip p a canalului. Relația 1.139 se poate scrie astfel:

$$\frac{-I_D}{Wb(y)} = -\sigma\frac{\mathrm{d}V(y)}{\mathrm{d}y}\ , \tag{1.140}$$

unde W este lățimea tranzistorului (dimensiunea perpendiculară pe planul fig. 1.27). Deoarece curentul I_D este constant în canal, integrarea expresiei 1.140 în lungul canalului conduce la

$$I_D\int_0^L \mathrm{d}y = \sigma W\int_0^{V(L)} b\,\mathrm{d}V \tag{1.141}$$

unde $V(L)$ este potențialul în canal la distanța L de sursă. Acesta este punctul în care are loc închiderea canalului și poate fi considerat ca o drenă *internă*. Tensiunea externă drenă-sursă, V_{DS}, va avea o valoare ușor mai mare determinată de căderea de tensiune suplimentară care

apare între punctul de închidere al canalului şi contactul de drenă. Înlocuind (1.138) în (1.141) se obţine după integrare

$$I_D = G_0 \left[V'_{DS} + \frac{2}{3}\frac{K_1}{a}(\psi_0 + V_{GS} - V'_{DS})^{3/2} - \frac{2}{3}\frac{K_1}{a}(\psi_0 + V_{GS})^{3/2} \right] \tag{1.142}$$

unde s-a notat $V(L) = V'_{DS}$ iar G_0 este dat de relaţia

$$G_0 = \frac{2a\sigma W}{L} . \tag{1.143}$$

Mărimea K_1/a care apare în (1.142) se poate evalua folosind (1.133) observând că extinderea $X(y)$ a regiunii golite în canal, devine egală cu jumătate din grosimea canalului atunci când tensiunea inversă, V_R, este egală cu tensiunea de închidere, V_P. Deci

$$a = K_1\sqrt{\psi_0 + V_P}$$

şi rezultă

$$\frac{K_1}{a} = \frac{1}{\sqrt{\psi_0 + V_P}} . \tag{1.144}$$

Înlocuind (1.144) în (1.142) se obţine

$$I_D = G_0 \left[V'_{DS} + \frac{2}{3}\frac{(\psi_0 + V_{GS} - V'_{DS})^{3/2} - (\psi_0 + V_{GS})^{3/2}}{(\psi_0 + V_P)^{1/2}} \right] \tag{1.145}$$

Expresia 1.145 permite trasarea caracteristicilor de transfer ale TECJ, prezentate în fig. 1.28*a*. Tranzistorul funcţionează cu o tensiune negativă, V'_{DS}, iar curentul de drenă *iese* din terminalul drenei, fiind de asemenea negativ. Pentru valori mici ale tensiunii V_{DS} tranzistorul se comportă ca un rezistor aproape liniar a cărui valoare este controlată de tensiunea V_{GS}. Pentru valori mai mari ale tensiunii V_{DS} extinderea regiunii de golire îngustează canalul lângă drenă, făcând ca rezistenţa canalului să crească şi caracteristicile să se curbeze în jos. Pentru $V_{GS}=0$ tranzistorul ajunge la închidere atunci când $V'_{DS} \to -V_P$, panta caracteristicii devenind nulă. Ideal, creşterea ulterioară peste acest punct a tensiunii externe V_{DS} nu va mai produce nici o variaţie în V'_{DS} deoarece canalul este deja închis. Creşterea peste V'_{DS} a tensiunii externe este absorbită prin strangularea progresivă a porţiunii din canal aflată lângă contactul de drenă; ca urmare curentul de drenă rămâne aproximativ constant odată cu creşterea tensiunii V_{DS}. Trebuie observat că în realitate, în regiunea de închidere, lăţimea canalului la capătul dinspre drenă nu este zero, ci atinge o valoare limită mică, curentul de drenă curgând prin această zonă foarte îngustă.

Să considerăm în continuare situaţia care apare pentru cazul valorilor nenule ale tensiunii V_{DS}. Pe măsură ce tensiunea V_{GS} devine tot mai pozitivă regiunea golită se extinde pe toată lungimea grilei, iar canalul se îngustează. Rezultă că la $V_{GS} = V_P$ regiunea golită se extinde complet în canal şi curentul de drenă va fi nul. Pentru valori ale tensiunii V_{GS} mai mici ca V_P canalul este îngustat; tranzistorul funcţionează în conformitate cu descrierea anterioară exceptând faptul că valoarea tensiunii V_{DS} necesară pentru închiderea canalului se micşorează

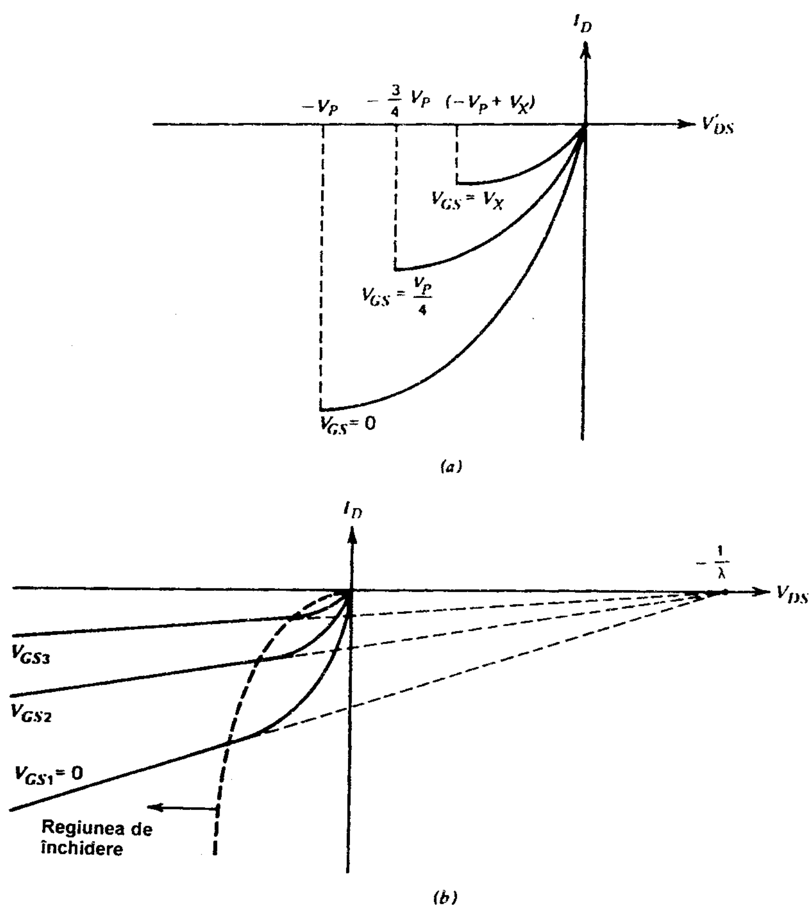


Fig. 1.28 Caracteristicile TECJ cu canal *p*. (*a*) Înainte de închiderea canalului. (*b*) Caracteristicile complete.

chiar cu valoarea tensiunii V_{GS}. Pentru a închide canalul la drenă, trebuie ca tensiunea grilă-drenă să fie V_P, adică

$$V_{GS} - V'_{DS} = V_P \, . \tag{1.146}$$

Din (1.146) rezultă că în punctul de închidere

$$V'_{DS} = -V_P + V_{DS} \, . \tag{1.147}$$

În plus deoarece acum canalul este mai îngustat chiar din starea inițială în care $V_{DS}=0$, mărimea curentului de drenă în situația de închidere a canalului va fi mai mică (vezi fig. 1.28).

Caracteristicile din fig. 1.28 sunt reprezentate în funcție de tensiunea drenă-sursă internă, V'_{DS}. Caracteristicile tipice în funcție de tensiunea drenă-sursă externă, V_{DS}, sunt indicate în fig. 1.28*b*. Aceste caracteristici sunt destul de asemănătoare cu acelea din fig. 1.28*a* pentru tensiuni drenă-sursă pentru care canalul nu este închis. Crescând tensiunea V_{DS} peste limita care corespunde închiderii canalului valoarea curentului I_D rămâne aproximativ constantă.

Totuși, în această regiune caracteristicile au o pantă finită. Determinările experimentale arată că, la fel ca pentru tranzistoarele bipolare, caracteristicile pot fi extrapolate înapoi spre axa V_{DS} intersectând-o toate în același punct.

În regiunea de închidere, curentul I_D este aproximativ independent de tensiunea V'_{DS}. Valoarea sa se poate determina din (1.145) prin substituirea valorii V'_{DS} din (1.147):

$$I_D = G_0 \left[-V_P + V_{GS} + \frac{2}{3} \frac{(\psi_0 + V_P)^{3/2} - (\psi_0 + V_{GS})^{3/2}}{(\psi_0 + V_P)^{1/2}} \right] . \qquad (1.148)$$

Valoarea maximă a curentului I_D (notată I_{DSS}) se obține pentru $V_{GS}=0$, din (1.148) rezultă:

$$I_{DSS} = G_0 \left[-V_P + \frac{2}{3} \frac{(\psi_0 + V_P)^{3/2} - \psi_0^{3/2}}{(\psi_0 + V_P)^{1/2}} \right] . \qquad (1.149)$$

Reprezentarea grafică a dependenței valorii normate, I_D/I_{DSS}, a curentului de drenă în funcție de valoarea normată a tensiunii de grilă, V_{GS}/V_P, în conformitate cu (1.148), este dată în fig. 1.29 (unde s-a presupus o valoare tipică $\psi_0 \approx 1/3\ V_P$). În fig. 1.29 s-a reprezentat și caracteristica de transfer pătratică, dată de relația

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 . \qquad (1.150)$$

Se observă că cele două curbe sunt destul de apropiate: ca urmare (1.150) se folosește în mod uzual ca o aproximare pentru caracteristica TECJ în regiunea de închidere, regiune în care se plasează în mod normal punctul static de funcționare atunci când tranzistorul lucrează ca amplificator. S-a arătat[16] că dependența pătratică (1.150) constituie chiar o aproximare mai bună pentru caracteristica TECJ care au profilul de dopare al joncțiunii grilă-canal gradat. Tranzistoarele de tipul descris în fig. 1.26*a* corespund acestui caz.

După cum s-a menționat anterior, în aplicațiile din circuitele analogice, TECJ funcționează de obicei în regiunea de închidere a caracteristicilor. Această regiune a caracteristicilor este denumită și „regiunea de saturație". Rezultă că, aplicat la TECJ, cuvântul „saturație" înseamnă ceva cu totul diferit de ceea ce înseamnă pentru tranzistorul bipolar. Pentru a se evita confuziile în această carte se va utiliza termenul de „regiune de închidere" pentru a se descrie zona plată „saturată" a caracteristicilor.

Să revenim la examinarea caracteristicilor TECJ, considerând relația 1.150, care se aplică în regiunea de închidere. Parametrul I_{DSS} este curentul de drenă pentru o tensiune grilă-sursă nulă; pentru un tranzistor cu canal p, I_{DSS} este negativ. Acest parametru depinde de o serie de caracteristici ale tranzistorului, inclusiv de dimensiunile sale. Valorile tipice sunt de ordinul mA. Alt parametru important al tranzistorului este tensiunea de închidere, V_P, care se poate exprima în funcție de parametrii de bază ai tranzistorului, prin utilizarea relațiilor 1.134 și 1.144, obținându-se

$$V_P = a^2 \frac{q N_A \left(1 + \frac{N_A}{N_D} \right)}{2\varepsilon} - \psi_0 . \qquad (1.151)$$

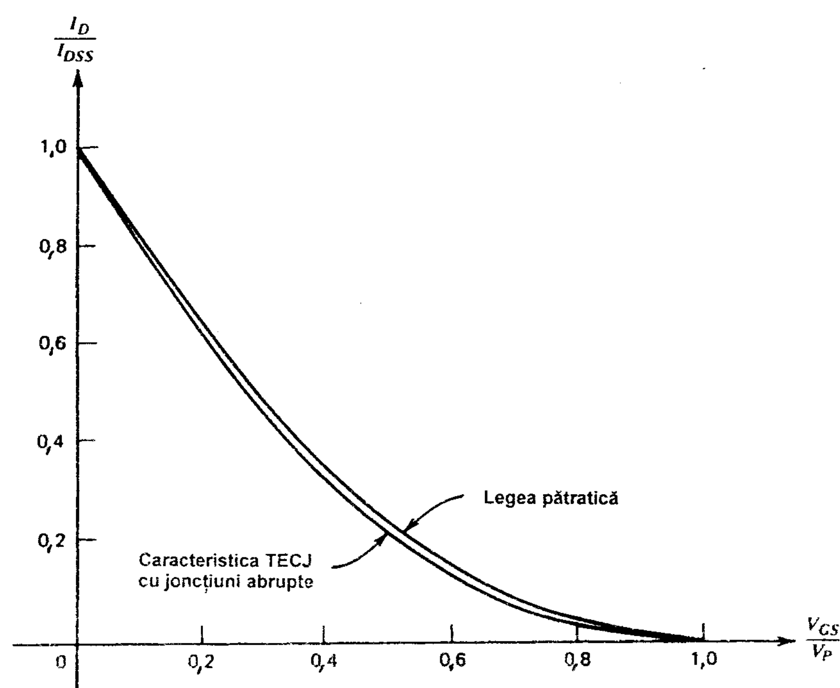


Fig. 1.29 Caracteristica de transfer normată a unui TECJ cu joncțiuni abrupte comparată cu caracteristica pătratică (1.150).

Rezultă că tensiunea de închidere (pozitivă pentru TECJ cu canal p) depinde de pătratul grosimii canalului. Pentru ca TECJ să poată să funcționeze în regiunea de închidere la valori rezonabil de mici ale tensiunii V_{DS} este necesar ca V_P să fie mic. Valorile tipice ale tensiunii de închidere pentru tranzistoarele fabricate având structura din fig. 1.26*a* sunt de 1—3 V. Aceste valori impun o grosime mică a canalului, acesta fiind motivul pentru care în structura din fig. 1.26*a* se utilizează o difuzie n^+ separată.

În discuția caracteristicilor din fig. 1.28 și fig. 1.29 s-au considerat numai valori pozitive pentru V_{GS}. În această situație joncțiunea grilă-sursă este polarizată invers, curentul de grilă fiind dat de curentul rezidual al joncțiunii. Acest curent rezidual se notează I_{GSS} și se măsoară la $V_{DS}=0$. Valoarea sa tipică este de 10^{-10}—10^{-12} A; ca urmare electrodul grilei apare ca având o impedanță extrem de mare.

Tranzistorul poate funcționa și cu joncțiunea grilă-sursă polarizată ușor în direct (pentru cazul unui tranzistor cu canal p cu o tensiune grilă-sursă negativă mică) atât timp cât în grilă nu are loc o injecție semnificativă de purtători minoritari. Utilizarea tranzistorului în acest regim de funcționare este însă rar întâlnită deoarece în acest caz valoarea tensiunii de polarizare directă este limitată la câteva zecimi de V.

Toată analiza anterioară s-a referit la TECJ cu canal p. Desigur că rezultatele se aplică și pentru TECJ cu canal n dacă se inversează polaritățile tensiunilor și curenților. În conformitate cu convenția de semne ilustrată în fig. 1.26 pentru un TECJ cu canal n în mod normal V_{DS} și I_D sunt pozitive, V_{GS} negativ; curentul I_{DSS} este pozitiv iar tensiunea de închidere V_P negativă.

■ **EXEMPLU**

Să se calculeze tensiunea de închidere pentru un TECJ cu canal p care are următorii parametri: $N_A=10^{15}$ cm^{-3}, $N_D=10^{16}$ cm^{-3}, $a=2\mu$m.

Din (1.151) se obţine:

$$V_P = 4\times10^{-8}\ \frac{1{,}6\times10^{-19}\times10^{15}\times1{,}1}{2\times1{,}04\times10^{-12}} - \psi_0 = 3{,}38 - \psi_0\ .$$

Din (1.1) rezultă

$$\psi_0 = 26\ \ln\frac{10^{15}\times10^{16}}{2{,}25\times10^{20}}\ \text{mV} = 0{,}638\ \text{V}\ ,$$

deci $V_P=2{,}74$ V.

1.5.2 Modele de semnal mare pentru TECJ

Rezultatele obţinute până acum permit construirea unui model de semnal mare pentru un TECJ care funcţionează în regiunea de închidere. Acest model urmează a fi utilizat în calculele de punct static de funcţionare. Modelul este prezentat în fig. 1.30; s-a presupus că TECJ are o rezistenţă de ieşire infinită.

canal de tip	tensiunea V_P	curentul I_{DSS}	tensiunea V_{GS}
p	pozitivă	negativ	normal pozitivă
n	negativă	pozitiv	normal negativă

Fig. 1.30 Modelul de semnal mare pentru TECJ. Semnele diverselor mărimi sunt date în tabelul alăturat.

Caracteristicile din fig. 1.28*b* ne arată că TECJ are de fapt în regiunea de închidere o rezistenţă de ieşire finită; toate caracteristicile se pot extrapola spre acelaşi punct de pe axa V_{DS}. Această comportare se poate modela adăugând în (1.150) un factor suplimentar

$$I_D = I_{DSS}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right]^2 (1 + \lambda V_{DS})\ . \tag{1.152}$$

unde coordonata corespunzătoare intersecţiei cu axa V_{DS} s-a notat $-(1/\lambda)$. Parametrul λ este negativ pentru TECJ cu canal p şi pozitiv pentru TECJ cu canal n; valoarea sa tipică este de 10^{-2} V^{-1}. Se observă că λ corespunde inversului tensiunii Early de la tranzistoarele bipolare.

1.5.3 Tensiunile de străpungere ale TECJ

Joncţiunile *pn* constituite de ansamblul grile-canal ale unui tranzistor cu efect de câmp cu grilă joncţiune pot să fie sediul unei străpungeri în avalanşă (descrisă în *Secţiunea 1.2.2*).

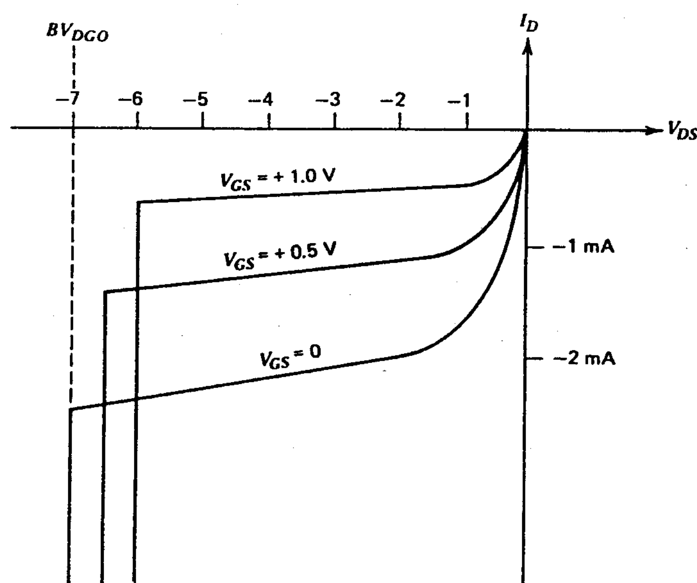


Fig. 1.31 Caracteristicile de străpungere tipice pentru un TECJ difuzat, monolitic.

Deoarece TECJ este un dispozitiv a cărui funcţionare nu depinde de concentraţiile de purtători minoritari, procesul de străpungere este lipsit de complicaţii. Străpungerea are loc atunci când tensiunea grilă-canal depăşeşte o valoare critică, caracteristica I-V având un cot „în unghi drept", ca şi în cazul unei diode Zener. Spre deosebire de cazul unui tranzistor bipolar în conexiunea cu emitorul comun, la tranzistorul cu efect de câmp cu grilă joncţiune nu apare nici o amplificare a procesului de avalanşă.

Caracteristicile tipice în străpungere ale unui TECJ cu o structură de tipul aceleia din fig. 1.26*a* sunt indicate în fig. 1.31. Pentru $V_{GS}=0$ străpungerea are loc la $V_{DS} \simeq -7$ V, procesul de avalanşă declanşându-se între grilă şi drenă. Pe măsură ce tensiunea V_{GS} creşte (este mai pozitivă) străpungerea are loc între grilă şi drenă la aceeaşi tensiune, dar valoarea tensiunii V_{DS} de străpungere scade deoarece se reduce cu valoarea tensiunii V_{GS}. Prin urmare caracteristicile de străpungere ale TECJ se pot descrie prin mărimea BV_{DGO}, care este tensiunea de străpungere drenă-grilă cu sursa în gol.

Valoarea destul de mică a tensiunii de străpungere pentru structura de tranzistor descrisă anterior face ca utilitatea acestui tip de structură să fie limitată. Se pot realiza însă şi alte structuri, care vor fi descrise în *Capitolul* 2, cum ar fi de exemplu acelea ale tranzistoarelor cu efect de câmp cu grilă-joncţiune cu canal *p* implantate ionic, care au tensiuni de străpungere mult mai mari.

1.6 MODELE DE SEMNAL MIC PENTRU TRANZISTOARELE CU EFECT DE CÂMP CU GRILĂ-JONCŢIUNE

Construirea unui model de semnal mic pentru TECJ se poate realiza prin folosirea unor metode similare acelora utilizate pentru tranzistoarele bipolare. Deoarece pentru aproape

toate aplicaţiile de semnal mic TECJ funcţionează în regiunea de închidere, circuitul echivalent se va determina pentru funcţionarea în această regiune.

Transconductanţa de semnal mic, g_m, se determină din (1.150):

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right] \tag{1.153}$$

sau

$$g_m = g_{m0}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right] \tag{1.154}$$

unde

$$g_{m0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}\ . \tag{1.155}$$

Mărimea g_{m0} este întotdeauna pozitivă. Pentru valorile tipice $I_{DSS} = -1$ mA şi $V_P = 2$ V se obţine $g_{m0} = 1$ mA/V.

Relaţia 1.154 indică o variaţie liniară a transconductanţei g_m în funcţie de tensiunea V_{GS}, după cum se arată şi în fig. 1.32. Rezultă o metodă utilă de măsurare a tensiunii de închidere V_P: se trasează dependenţa $g_m(V_{GS})$, care se extrapolează până la intersecţia cu axa V_{GS}, intersectare mult mai bine definită în comparaţie cu aceea oferită de determinarea tensiunii V_P din dependenţa $I_D(V_{GS})$.

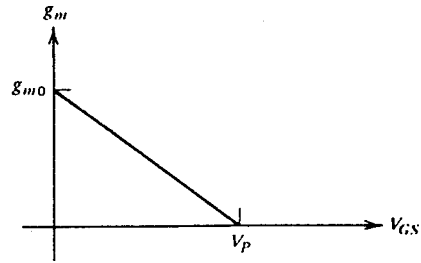


Fig. 1.32 Variaţia g_m în funcţie de V_{GS} pentru un TECJ în regiunea de închidere, presupunînd o caracteristică de transfer pătratică.

De observat că, spre deosebire de tranzistorul bipolar, transconductanţa TECJ depinde atât de curentul său de polarizare *cât şi* de dimensiunile sale, în particular de raportul *W/L*.

Rezistenţa de ieşire de semnal mic, r_o, a unui TECJ se determină din (1.152):

$$\frac{1}{r_o} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \lambda I_{DSS}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right]^2 . \tag{1.156}$$

Înlocuind (1.152) în (1.156) se obţine

$$r_o \simeq \frac{1}{\lambda I_D} \tag{1.157}$$

presupunându-se în (1.152) că $\lambda V_{DS} \ll 1$. O valoare tipică a rezistenţei de ieşire r_o este de 100 kΩ la $I_D = 1$ mA.

Circuitul echivalent de semnal mic al TECJ conţine şi capacităţi — determinate de sarcinile din regiunile de sarcină spaţială (vezi fig. 1.26*a* şi fig. 1.27) — grilă-sursă, grilă-substrat. În mod obişnuit concentraţia de impurităţi în canal este gradată. Ca urmare capacitatea

grilă-sursă, C_{gs} şi capacitatea grilă-drenă, C_{gd}, se pot exprima după cum urmează (se utilizează relaţia 1.22 şi se presupune un TECJ cu canal p, funcţionând în regiunea de închidere):

$$C_{gs} = \frac{C_{gs0}}{\left[1 + \frac{V_{GS}}{\psi_0}\right]^{1/3}} . \tag{1.158}$$

$$C_{gd} = \frac{C_{gd0}}{\left[1 + \frac{V_{GD}}{\psi_0}\right]^{1/3}} , \tag{1.159}$$

Capacitatea C_{gss} (grilă-substrat) corespunde capacităţii colector-substrat pentru tranzistorul *npn*. Prin urmare, în conformitate cu (1.21), expresia care descrie această capacitate este

$$C_{gss} = \frac{C_{gss0}}{\left[1 + \frac{V_{GSS}}{\psi_0}\right]^{1/2}} , \tag{1.160}$$

unde V_{GSS} este tensiunea grilă-substrat.

În sfârşit şi pentru TECJ există rezistenţe parazite între contactele sursei şi drenei şi regiunea activă a canalului. Rezistenţa parazită care apare în serie cu sursa afectează caracteristica de transfer măsurată a tranzistorului în sensul că I_{DSS} şi g_m vor avea valori mai mici decât acelea aşteptate. Totuşi deoarece pentru mărimile I_{DSS}, V_P şi g_{m0} sunt folosite valorile măsurate, efectul dat de rezistenţa parazită în serie cu sursa apare de fapt în aceşti parametri în mod indirect şi nu mai este nevoie ca rezistenţa parazită să fie inclusă în circuitul echivalent. În majoritatea cazurilor prezenţa rezistenţei parazite în serie cu sursa nu afectează valabilitatea aproximaţiei pătratice (1.150).

Circuitul echivalent de semnal mic, complet, pentru un TECJ monolitic este prezentat în fig. 1.33; el este valabil atât pentru un tranzistor cu canal p cât şi pentru un tranzistor cu canal n deşi poziţia capacităţii parazite faţă de substrat poate să difere în funcţie de structura TECJ. Rezistenţa parazită a drenei, r_d, plasată în serie cu contactul drenei are o valoare tipică de 50—100 Ω. Valorile tipice ale capacităţilor pentru o polarizare nulă sunt C_{gs0}=1—4 pF,

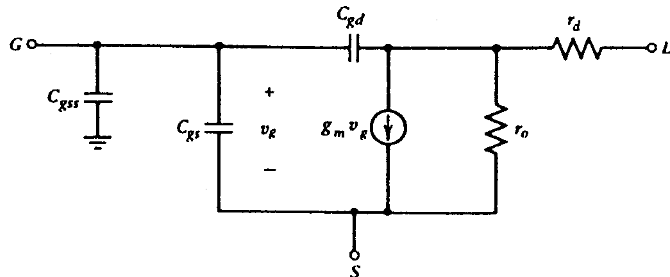


Fig. 1.33 Circuitul echivalent de semnal mic al TECJ.

C_{gd0}=0,3—1 pF, C_{gss0}=4—8 pF. Parametrii tipici pentru diferite structuri de tranzistoare cu efect de câmp cu grilă joncţiune monolitice sunt daţi în *Capitolul 2.*

Circuitul echivalent de semnal mic din fig. 1.33 este destul de asemănător cu acela pentru tranzistorul bipolar din fig. 1.20. Ca urmare o mare parte a teoriei care a fost dezvoltată pentru circuitele cu tranzistoare bipolare se aplică la fel şi pentru TECJ dacă se utilizează valori adecvate pentru parametri. O diferenţă majoră o constituie absenţa rezistenţei de intrare la TECJ (ca urmare a faptului că în serie cu contactul grilei apare o joncţiune *pn* polarizată invers), făcându-l deosebit de atractiv pentru circuitele care cer o impedanţă mare de intrare. O altă diferenţă între TECJ şi tranzistorul bipolar este dată de absenţa la TECJ a unei rezistenţe care să corespundă rezistenţei bazei, r_b, de la tranzistorul bipolar.

De asemenea trebuie observat că la un curent din punctul static de 1 mA, o valoare tipică a transconductanţei TECJ este de 1 mA/V, faţă de 38 mA/V pentru un tranzistor bipolar funcţionând la aceeaşi curent. Ca urmare, în majoritatea circuitelor tranzistorul bipolar va asigura o amplificare mai mare ca TECJ. TECJ se vor utiliza numai acolo unde caracteristicile lor specifice pot fi folosite în mod avantajos.

Răspunsul în frecvenţă al TECJ poate fi specificat într-o modalitate similară cu aceea folosită la tranzistorul bipolar. Dacă se repetă pentru TECJ analiza făcută în *Secţiunea 1.4.8* se găseşte expresia frecvenţei pentru care câştigul în curent devine unitar:

$$f_T = \frac{1}{2\pi}\frac{g_m}{C_{gs}+C_{gd}+C_{gss}} \quad (1.161)$$

Expresia 1.161 are o formă similară cu expresia 1.125 care s-a obţinut pentru tranzistorul bipolar. Un TECJ cu g_m=1 mA/V şi $C_{gs}+C_{gd}+C_{gss}$=5 pF, are o frecvenţă f_c de aproximativ 30 MHz.

■ EXEMPLU

Să se determine circuitul echivalent de semnal mic, complet, pentru un TECJ cu canal *p*, la $I_D=-0{,}5$ mA, $V_{DS}=-5$ V, V_{GSS}=10 V. Parametrii tranzistorului sunt C_{gs0}=2 pF, C_{gd0}=0,5 pF, C_{gss0}=4 pF, $I_{DSS}=-1$ mA, V_P=2 V, $\lambda=-10^{-2}$ V^{-1} şi r_d=50 Ω. Valoarea lui ψ_0 este de 0,7 V pentru C_{gs} şi C_{gd} şi de 0,52 V pentru C_{gss}.

Tensiunea de polarizare a grilei rezultă din (1.150):

$$V_{GS} = V_P\left(1-\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = 2\left(1-\sqrt{\frac{0{,}5}{1}}\right) = 0{,}568 \text{ V} .$$

Transconductanţa de semnal mic se obţine din (1.153):

$$g_m = -\frac{2(-1)}{2}\left(1-\frac{0{,}586}{2}\right)\text{mA/V} = 0{,}707 \text{ mA/V} .$$

Rezistenţa de ieşire de semnal mic se calculează din (1.157):

$$r_o = \frac{1}{10^{-2}\times 0{,}5}\text{ k}\Omega = 200 \text{ k}\Omega .$$

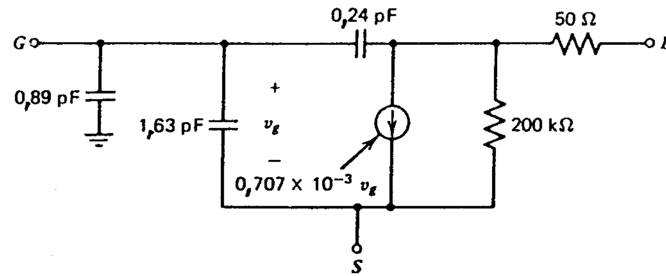


Fig. 1.34 Circuitul echivalent de semnal mic, complet, pentru un TECJ cu canal p difuzat, monolitic la $I_D=-0,5$ mA, $V_{DS}=-5$ V şi $V_{GSS}=10$ V. Parametrii tranzistorului sunt: $C_{gs0}=2$ pF, $C_{gd0}=0,5$ pF, $C_{gss0}=4$ pF, $I_{DSS}=-1$ mA, $V_P=2$ V, $\lambda=-10^{-2}$ V^{-1}, $r_d=50$ Ω.

În sfârşit capacităţile tranzistorului se calculează astfel. Înlocuind $V_{GS}=0,586$ V în (1.158) se găseşte:

$$C_{gs} = \frac{2}{\left[1 + \frac{0,586}{0,7}\right]^{1/3}} \text{ pF} = 1,63 \text{ pF} .$$

Tensiunea grilă-drenă este:

$$V_{GD} = V_{GS} - V_{DS} = 5,586 \text{ V} .$$

care înlocuită în (1.159) conduce la

$$C_{gd} = \frac{0,5}{\left[1 + \frac{5,586}{0,7}\right]^{1/3}} \text{ pF} = 0,24 \text{ pF} .$$

Din (1.160) se obţine capacitatea grilă-substrat

$$C_{gss} = \frac{4}{\left[1 + \frac{10}{0,52}\right]^{1/2}} \text{ pF} = 0,89 \text{ pF} .$$

Circuitul echivalent de semnal mic, complet, este indicat în fig. 1.34.

1.7 COMPORTAREA LA SEMNAL MARE A TRANZISTOARELOR CU EFECT DE CÂMP METAL-OXID-SEMICONDUCTOR

În circuitele integrate moderne tranzistoarele cu efect de câmp metal-oxid-semiconductor (TECMOS) sunt componente importante. Chiar dacă la început dezvoltările de circuite au fost centrate pe procese numai MOS, procesele care oferă în meniul de componente atât tranzistoare bipolare cât şi MOS permit proiectantului să folosescă ceea ce este mai avantajos pentru fiecare tip de tranzistor. Un avantaj major al proceselor MOS relativ la realizarea de funcţii analogice este dat de faptul că pe acelaşi cip se pot realiza şi funcţii digitale complexe, de mare densitate.

1.7.1 Caracteristicile de transfer ale tranzistoarelor MOS

În fig. 1.35*a* este prezentată o secţiune transversală printr-un tranzistor MOS, cu canal *n* indus (*enhancement*), tipic. Într-un *substrat* de tip *p* sunt realizate regiunile de tip *n* puternic dopate ale sursei şi drenei. Un strat subţire de dioxid de siliciu este crescut peste substrat; oxidul cuprins între sursă şi drenă este acoperit cu un strat subţire de material conductor (un metal sau siliciu policristalin). Modul de funcţionare al acestui tranzistor este asemănător cu acela al TECJ, în sensul că prin intermediul tensiunii grilă-sursă se modifică conductanţa regiunii aflată sub grilă. Acest fapt permite tensiunii de grilă să controleze curentul care curge între sursă şi drenă, obţinându-se astfel funcţia de câştig în circuitele analogice şi cea de comutare în circuitele digitale.

Prin tranzistorul NMOS cu canal indus din fig. 1.35*a* între sursă şi drenă curge un curent semnificativ, numai atunci când sub grilă există un canal de tip *n*; această situaţie explică originea denumirii de „tranzistor cu canal *n*". Sintagma „cu canal indus" se referă la faptul că într-un punct de funcţionare în care $V_{GS}=0$ canalul conductor nu există, deci tranzistorul nu conduce curent; ca urmare pentru a conduce curent canalul trebuie îmbogăţit (*enhanced*) cu purtători de sarcină, sau trebuie format/indus canalul conductor.

Tranzistoarele MOS pot fi fabricate la fel de bine şi în cazul în care se porneşte de la un substrat de tip *n*, canalul conductor fiind de tip *p*. Aceste tranzistoare sunt denumite tranzistoare MOS cu canal *p* indus (PMOS).

În tehnologiile care folosesc unul din aceste tipuri de tranzistor simbolul utilizat, pentru oricare din ele, este indicat în fig. 1.35*b*. În tehnologia MOS complementar (CMOS) în care sunt prezente ambele tipuri de tranzistoare se folosesc simbolurile din fig. 1.35*c* pentru a le putea distinge între ele. În tehnologiile PMOS şi NMOS substratul este acelaşi pentru toate tranzistoarele, fiind întotdeauna conectat la o sursă de c.c.; de obicei, în acest caz, el nu mai apare explicit în schemele circuitelor. În tehnologia CMOS tranzistoarele de tipuri diferite sunt fabricate în regiuni izolate, individuale, separate, care pot să fie, sau pot să nu fie, conectate la o sursă de c.c. Dacă aceste regiuni izolate *sunt* conectate la sursa de alimentare corespunzătoare se vor folosi simbolurile din fig. 1.35*c*, în care conexiunea substratului nu apare. În cazul în care regiunile izolate individuale sunt conectate în alte locuri tranzistoarele se vor reprezenta prin simbolurile din fig. 1.35*d*, în care terminalul substratului este indicat prin notaţia B^*.

În tehnologia NMOS este deobicei disponibil şi un tip suplimentar de tranzistor denumit cu canal iniţial (*depletion*) care are între sursă şi drenă un canal conductor implantat, astfel că la $V_{GS}=0$ conduce curent. Acest tranzistor are caracteristici care sunt practic identice ce acelea ale TECJ. Simbolul utilizat este indicat în fig. 1.35*e*.

Deducerea caracteristicilor de transfer ale tranzistorului NMOS cu canal iniţial din fig. 1.35*a* începe cu observaţia că regiunile de sursă şi drenă sunt separate prin două joncţiuni *pn* aşezate „una pe faţă şi una pe dos". Aceste joncţiuni sunt formate de regiunile de tip *n* ale sursei şi drenei şi substratul de tip *p*; rezultă astfel, între drenă şi sursă, în condiţiile în care tranzistorul este blocat, o rezistenţă extrem de mare (de ordinul a 10^{12} Ω).

* În literatura de limbă engleză substratul este denumit şi *body*, ceea ce explică notaţia *B* adoptată pentru terminalul substratului (n.t.).

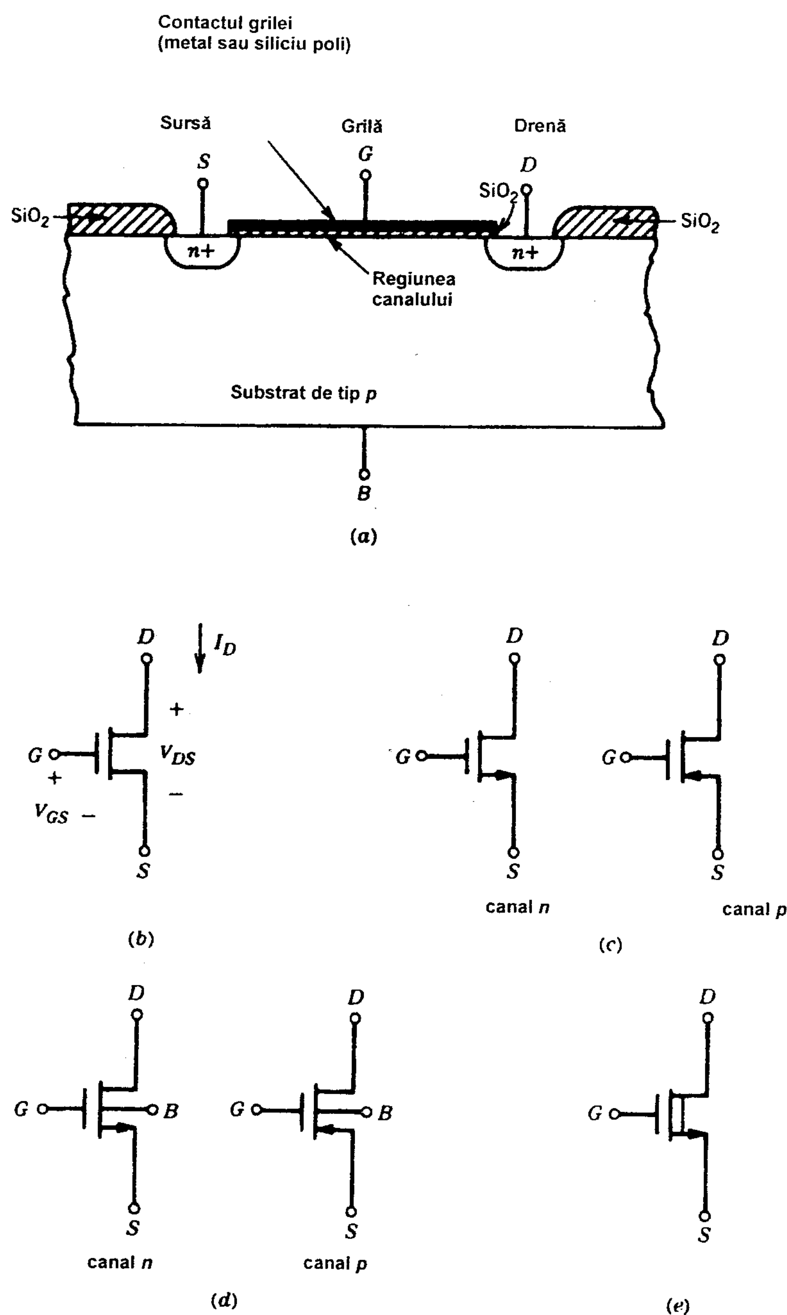


Fig. 1.35. (*a*) Structura tipică a unui tranzistor NMOS cu canal indus. (*b*) Simbolurile utilizate pentru tranzistoarele NMOS sau PMOS în cazul în care este prezent doar un singur tip de tranzistor. (*c*) Simbolurile tranzistoarelor NMOS şi PMOS folosite în circuitele CMOS. (*d*) Simbolurile tranzistoarelor NMOS şi PMOS folosite în cazul în care conectarea substratului nu este aceea standard. (*e*) Simbolul tranzistorului MOS cu canal iniţial.

Să considerăm în continuare situaţia în care sursa, substratul şi drena sunt legate la masă iar pe grilă se aplică o tensiune pozitivă V_{GS} (vezi fig. 1.36). Grila şi substratul sunt „plăcile" unui capacitor al cărui dielectric este stratul de dioxid de siliciu. Pe grilă se acumulează sarcinile pozitive iar în substrat sarcinile negative. Pentru tensiuni de grilă mai mici decât o tensiune de prag, V_t, sarcina negativă din substratul de tip p se manifestă prin apariţia unei *regiuni golite* (vezi fig. 1.36) ca urmare a îndepărtării golurilor din regiunea aflată sub grilă (la fel ca la joncţiunea *pn*, după cum s-a descris în *Secţiunea 1.2*). Aplicând rezultatele din *Secţiunea 1.2* şi folosind relaţia 1.10 se obţine pentru adâncimea X a stratului golit de sub oxid expresia

$$X = \sqrt{\frac{2\varepsilon\phi}{qN_A}} \tag{1.162}$$

unde ϕ este potenţialul, în stratul golit, la interfaţa oxid-siliciu, N_A atomi/cm^3 concentraţia de impurităţi din substratul p (presupusă constantă) iar ε este permitivitatea dielectrică a siliciului. Sarcina din regiunea golită, pe unitatea de arie, este

$$Q = qN_AX = \sqrt{2qN_A\varepsilon\phi}\ . \tag{1.163}$$

Atunci când, prin creşterea tensiunii de grilă, potenţialul la suprafaţa siliciului atinge o valoare critică, egală cu dublul nivelului Fermi, $\phi_f \approx 0{,}3$ V, se produce un fenomen cunoscut sub numele de *inversie*[17]. După atingerea acestei valori creşterea în continuare a tensiunii de grilă nu mai produce o extindere a regiunii golite ci apariţia sub oxid a unui strat subţire de electroni. Între zonele de sursă şi de drenă se formează astfel o regiune continuă de tip n care este canalul conductor sursă-drenă. Conductanţa acestui canal se poate modula prin mărirea sau micşorarea tensiunii de grilă. După formarea stratului de inversie creşterea sarcinii din substrat nu se mai face pe seama extinderii regiunii golite ci pe seama creşterii sarcinii de electroni din stratul de inversie.

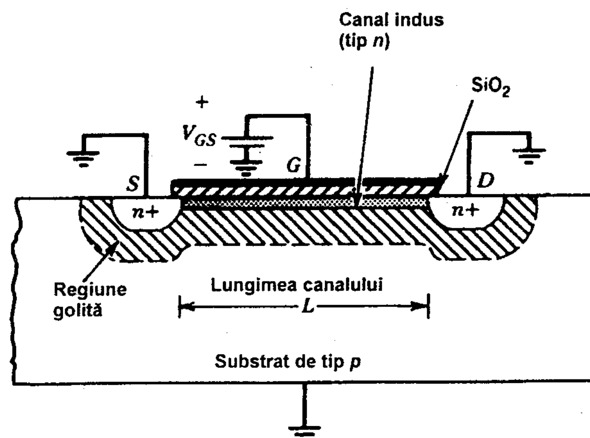


Fig. 1.36 Secţiune transversală printr-un tranzistor NMOS ideal, căruia i se aplică o tensiune V_{GS}; se pun în evidenţă regiunile golite şi canalul indus.

Ca urmare în prezența unui strat de inversie, în condițiile în care substratul nu este polarizat, regiunea golită conține o sarcină constantă

$$Q_{b0} = \sqrt{2qN_A \varepsilon 2\phi_f} \ . \tag{1.164}$$

În condițiile în care substratul este polarizat cu o tensiune V_{BS} (aplicată între sursă și substrat, terminalul sursei fiind pozitiv în cazul tranzistoarelor cu canal n), valoarea potențialului la suprafață necesară pentru a produce inversia devine $(2\phi_f + V_{SB})$, sarcina din regiunea golită fiind dată de expresia generală:

$$Q_b = \sqrt{2qN_A \varepsilon (2\phi_f + V_{SB})} \ . \tag{1.165}$$

Tensiunea de grilă, V_{GS}, necesară pentru a produce inversia este denumită *tensiunea de prag*, V_t. Ea se poate calcula observând că se compune din mai multe componente. O primă componentă, $[2\phi_f + (Q_b/C_{ox})]$, este necesară pentru a susține sarcina Q_b din regiunea golită (C_{ox} este capacitatea pe unitatea de arie o oxidului grilei). O a doua componentă este dată de diferența de lucru de ieșire ϕ_{ms} care există între metalul grilei și semiconductor. A treia componentă este dată de densitatea de sarcină pozitivă Q_{ss} care există întotdeauna în oxid, la interfața oxid-siliciu. Această sarcină apare ca urmare a discontinuității cristalului la interfața oxid-siliciu. Efectul dat de această sarcină se poate compensa prin aplicarea unei tensiuni de grilă egală cu $-Q_{ss}/C_{ox}$. Deci expresia tensiunii de prag este

$$\begin{aligned} V_t &= \phi_{ms} + 2\phi_f + \frac{Q_b}{C_{ox}} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} \\ &= \phi_{ms} + 2\phi_f + \frac{Q_{b0}}{C_{ox}} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} + \frac{Q_b - Q_{b0}}{C_{ox}} \end{aligned} \tag{1.166}$$

care se rescrie ținând cont de (1.164) și (1.165)

$$V_t = V_{t0} + \gamma \left(\sqrt{2\phi_f + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_f} \right) \tag{1.167}$$

unde s-a notat V_{t0} valoarea tensiunii de prag pentru $V_{SB}=0$. Parametrul γ este definit de

$$\gamma = \frac{1}{C_{ox}} \sqrt{2q\varepsilon N_A} \tag{1.168}$$

unde

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \tag{1.169}$$

ε_{ox} și t_{ox} fiind permitivitatea și, respectiv, grosimea oxidului. Valorile tipice sunt $\gamma=0{,}5\ V^{1/2}$ și $C_{ox}=3{,}5\times10^{-4}\ pF/\mu m^2$ pentru $t_{ox}=0{,}1\ \mu m$.

Uzual, în practică, valoarea V_{t0} este ajustată în cursul procesului de fabricație prin implantarea de impurități în canal. Prin implantarea de impurități de tip p tensiunea V_{t0} pentru un tranzistor cu canal n indus este adusă la valori cuprinse în gama 0,5—1,5 V. Prin implantarea în regiunea canalului de impurități de tip n, se poate obține un canal conductor chiar și pentru $V_{GS}=0$. Rezultă astfel un tranzistor MOS cu *canal inițial* având pentru V_{t0} valori tipice

cuprinse între -1 și -4 V. Dacă Q_i este densitatea de sarcină pe unitatea de arie implantată în canal, tensiunea de prag dată de (1.166) se modifică cu, aproximativ, Q_i/C_{ox}.

Relațiile precedente se vor folosi pentru a se deduce caracteristicile de semnal mare ale tranzistorului NMOS. În această analiză se va presupune că sursa este legată la masă și că pe celelalte terminale se aplică tensiunile V_{GS}, V_{DS}, V_{BS} (vezi fig. 1.37). Dacă V_{GS} este mai mare decât V_t se formează un canal conductor și V_{DS} determină trecerea unui curent I_D de la drenă spre sursă. Tensiunea V_{DS} face ca polarizarea inversă drenă-substrat să fie mai puternică decât polarizarea inversă sursă-substrat; ca urmare adâncimea regiunii golite este mai mare lângă drenă. Totuși, pentru simplitate, se va presupune că în lungul canalului căderea de tensiune este mică, adâncimea regiunii golite fiind deci constantă în lungul canalului.

În canal, la o distanță y de sursă, tensiunea față de sursă este $V(y)$ iar tensiunea grilă-canal în acest punct este $V_{GS}-V(y)$. Se va presupune că această tensiune depășește tensiunea de prag V_t și, ca urmare, sarcina de electroni indusă în canal pe unitatea de arie este

$$Q_I(y) = C_{ox}[V_{GS} - V(y) - V_t] \ . \qquad (1.170)$$

Rezistența dR a zonei de lungime dy a canalului este

$$dR = \frac{dy}{W\mu_n Q_I(y)} \qquad (1.171)$$

unde W este lățimea tranzistorului, perpendiculară pe planul fig. 1.37, iar μ_n este mobilitatea medie a electronilor în canal.

Căderea de tensiune dV pe distanța dy în canal este

$$dV = I_D dR = \frac{I_D}{W\mu_n Q_I(y)} dy \ . \qquad (1.172)$$

Înlocuind (1.170) în (1.172) și integrând pe toată lungimea L a canalului

$$\int_0^L I_D dy = \int_0^{V_{DS}} W\mu_n C_{ox}(V_{GS} - V - V_t)\, dV$$

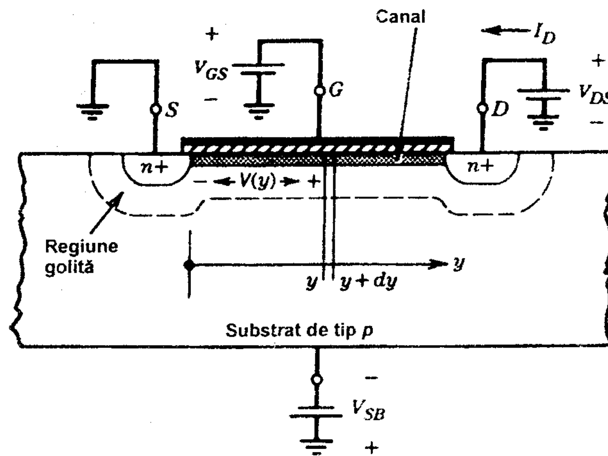


Fig. 1.37 Tranzistorul NMOS cu tensiunile de polarizare aplicate.

se obține

$$I_D = \frac{k'}{2}\frac{W}{L}[2(V_{GS}-V_t)V_{DS}-V_{DS}^2] \tag{1.173}$$

unde

$$k' = \mu_n C_{ox} = \frac{\mu_n \varepsilon_{ox}}{t_{ox}} . \tag{1.174}$$

Relația 1.173 descrie caracteristicile I-V ale tranzistorului MOS, în condițiile în care canalul indus este continuu. O valoare tipică pentru k', pentru un tranzistor cu canal n, având grosimea oxidului subțire t_{ox}=0,1 μm, este de aproximativ 10 μA/V^2.

Pe măsură ce crește valoarea tensiunii V_{DS} adâncimea canalului conductor se reduce la capătul dinspre drenă. Din (1.170) rezultă că la capătul dinspre drenă Q_i devine zero atunci când $V_{DS}=V_{GS}-V_t$. Apare astfel același fenomen de închidere a canalului, la fel ca și în cazul TECJ. Ca urmare creșterea ulterioară a tensiunii V_{DS} va determina o modificare mică a curentului I_D. Relația (1.173) nu mai este deci valabilă dacă V_{DS} este mai mare decât $(V_{GS}-V_t)$. Valoarea curentului I_D în această regiune se obține înlocuind $V_{DS}=V_{GS}-V_t$ în (1.173)

$$I_D = \frac{k'}{2}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_t)^2 , \tag{1.175}$$

relație valabilă pentru un tranzistor MOS în regiunea de închidere. Această relație este foarte asemănătoare cu relația 1.150 obținută pentru TECJ. Ca și în cazul TECJ curentul de drenă în regiunea de închidere crește ușor odată cu creșterea tensiunii de drenă. Această creștere este datorată prezenței unei regiuni golite aflată între punctul de închidere al canalului și regiunea de drenă. Lungimea *efectivă* a canalului este

$$L_{ef} = L - X_d \tag{1.176}$$

unde s-a notat X_d lățimea acestei zone golite.

Folosind în (1.175) L_{ef} în locul lui L, se obține pentru regiunea de închidere formula mult mai precisă:

$$I_D = \frac{k'}{2}\frac{W}{L_{ef}}(V_{GS}-V_t)^2 . \tag{1.177}$$

Datorită faptului că X_d (deci și L_{ef}) depinde de tensiunea drenă-sursă și curentul I_D va depinde de V_{DS} în regiunea de închidere. Din (1.176) și (1.177) se găsește

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = -\frac{k'}{2}\frac{W}{L_{ef}^2}(V_{GS}-V_t)^2\frac{dL_{ef}}{dV_{DS}} \tag{1.178}$$

și deci

$$\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = \frac{I_D}{L_{ef}}\frac{dX_d}{dV_{DS}} . \tag{1.179}$$

Această relație este analoagă cu relația 1.55 de la tranzistorul bipolar. Urmând o procedură similară cu aceea de la tranzistorul bipolar, se poate defini o tensiune analoagă tensiunii Early deci

$$V_A = \frac{I_D}{\partial I_D / \partial V_{DS}} \tag{1.180}$$

$$V_A = L_{ef} \left[\frac{dX_d}{dV_{DS}} \right]^{-1} . \tag{1.181}$$

Pentru tranzistoarele MOS parametrul cel mai utilizat pentru caracterizarea rezistenţei de ieşire este

$$\lambda = \frac{1}{V_A} . \tag{1.182}$$

La fel ca şi în cazul tranzistorului bipolar, proprietăţile de semnal mare ale tranzistorului se pot aproxima presupunând că λ şi V_A sunt constante, independente de punctul static de funcţionare. În acest fel se poate formula o mai bună aproximare pentru caracteristicile I-V:

$$I_D = \frac{k'}{2} \frac{W}{L_{ef}} (V_{GS} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{DS}) . \tag{1.183}$$

În tranzistoarele MOS reale faptul că în regiunea golită a drenei câmpul electric nu este unidimensional introduce o complicaţie suplimentară relativ la variaţia lui X_d în funcţie de tensiune. Câmpul electric are şi o componentă verticală dată de diferenţa de potenţial grilă-canal şi grilă-drenă. Ca urmare calculul mărimii λ plecând de la structura tranzistorului este dificil[18], fiind de obicei necesară determinarea experimentală a valorilor lui λ. Parametrul λ depinde liniar de lungimea canalului şi este o funcţie crescătoare de nivelul de dopare din canal. Valorile tipice pentru λ se plasează în gama 0,05—0,005 V^{-1}. De observat că, la fel ca şi în cazul TECJ, regiunea de funcţionare în care canalul este închis (regiunea de închidere) este denumită deseori *regiune de saturaţie*.

Graficul dependenţei I_D-V_{DS} este dat în fig. 1.38. Înainte de închiderea canalului tranzistorul se comportă ca un rezistor neliniar controlat prin tensiune.

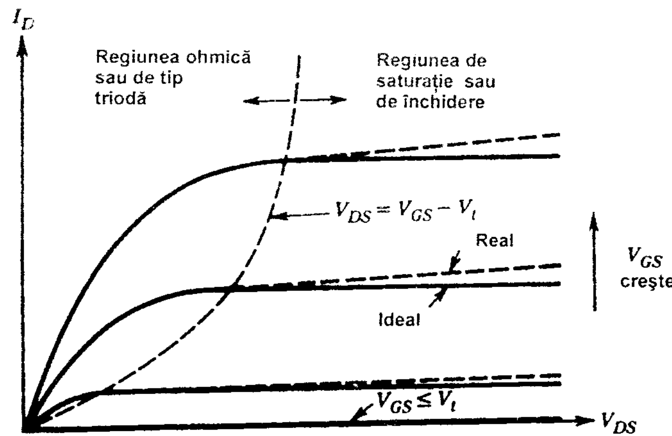


Fig. 1.38 Caracteristicile I_D-V_{DS} ale tranzistorului NMOS.

Această regiune este denumită deseori regiune *ohmică* sau regiune de tip *triodă*. După închiderea canalului tranzistorul poate fi descris aproximativ printr-o sursă de curent controlată în tensiune. De observat că pentru tranzistoarele NMOS cu canal inițial tensiunea de prag V_t este negativă iar curentul I_D este nenul pentru $V_{GS}=0$. Pentru tranzistoarele PMOS se schimbă polaritatea tuturor tensiunilor și curenților.

Rezultatele deduse permit formularea unui model de semnal mare pentru tranzistorul MOS. Topologia modelului pentru funcționarea în regiunea de închidere este aceeași ca și pentru TECJ, dată în fig. 1.30, utilizând însă pentru sursa de curent controlată relația 1.175.

1.7.2 Limitări în tensiune ale tranzistoarelor MOS

Limitările în tensiune ale tranzistoarelor MOS depind de lungimea L a canalului. Pentru valori mici ale lui L (mai mici ca aproximativ 10 μm) regiunea golită a drenei exercită o influență apreciabilă asupra canalului. Această influență determină creșterea curentului I_D odată cu creșterea tensiunii V_{DS} într-o modalitate asemănătoare cu aceea de la tranzistoarele bipolare (vezi caracteristicile din fig. 1.12).

Pentru valori mari ale lungimii canalalui regiunea golită a drenei are un efect minor asupra canalului și ca urmare caracteristicile I_D-V_{DS} urmăresc îndeaproape caracteristicile ideale din fig. 1.38. Prin creșterea tensiunii V_{DS} se poate atinge străpungerea joncțiunii drenă-substrat obținându-se o străpungere netă, similară cu aceea din fig. 1.31 pentru tranzistorul cu efect de câmp cu grilă joncțiune.

Suplimentar față de limitările impuse valorii tensiunii V_{DS} tranzistoarele MOS trebuie protejate și față de valorile excesive ale tensiunii de grilă. Valoarea tipică a tensiunii de străpungere a oxidului grilei este de aproximativ 25—50 V, aplicată între grilă și canal; acest proces este destructiv pentru tranzistor.

1.8 MODELUL DE SEMNAL MIC AL TRANZISTORULUI MOS ÎN SATURAȚIE

În continuare relațiile care descriu funcționarea la semnal mare vor fi utilizate pentru deducerea modelului de semnal mic al tranzistorului MOS în regiunea de saturație (regiunea de închidere a canalului). Relațiile importante sunt (1.180) și (1.167).

Din (1.167) se observă că tensiunea sursă-substrat, V_{BS}, afectează valoarea tensiunii de prag, V_t, deci și valoarea curentului I_D; substratul lucrează ca o a doua grilă, fenomenul fiind denumit *efectul de substrat*. Ca urmare I_D depinde atât de V_{GS} cât și de V_{BS}, iar în modelul de semnal mic din fig. 1.39 vor fi necesare *două* generatoare de curent comandate în tensiune (deci două transconductanțe). Variațiile tensiunii v_{bs} (între sursă și substrat) determină curgerea unui curent $g_{mb}v_{bs}$ de la drenă spre sursă.

De remarcat că în timp ce substratul circuitelor integrate NMOS este conectat în mod uzual la tensiunea de alimentare cea mai negativă din circuit fiind deci în curent alternativ la masă, sursa tranzistorului poate avea un potențial de curent alternativ semnificativ. În model pot fi incluse — în serie cu sursa și cu drena — și rezistențele parazite date de regiunile de contact; în calculele manuale ele sunt însă deobicei neglijate. Aceste rezistențe depind invers

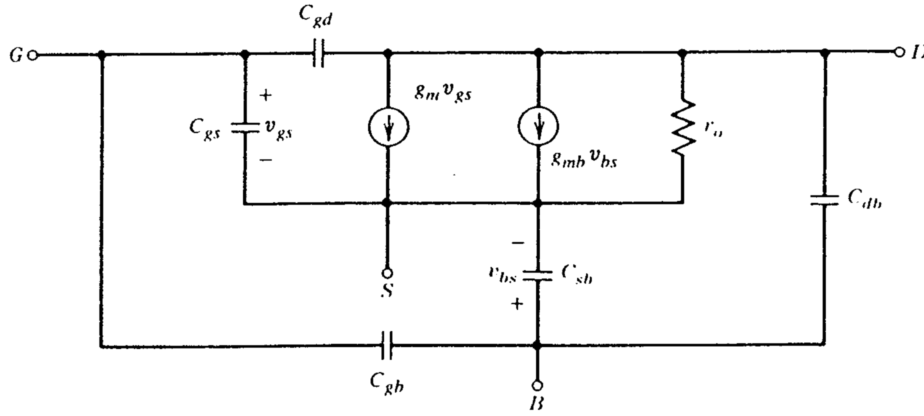


Fig. 1.39 Circuitul echivalent de semnal mic al tranzistorului MOS.

proporţional de lăţimea W a canalului, având valorile tipice de 50—100 Ω, pentru tranzistoare cu lăţimea W de aproximativ 1 μm.

Parametrii din fig. 1.39 se determină din (1.183) prin diferenţiere:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = k' \frac{W}{L}(V_{GS} - V_t)(1 + \lambda V_{DS}) \,. \tag{1.184}$$

Dacă $\lambda V_{DS} \ll 1$ această relaţie se aproximează prin:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} = k' \frac{W}{L}(V_{GS} - V_t) = \sqrt{2k' \frac{W}{L} I_D} \,. \tag{1.185}$$

La fel ca şi la TECJ, dar diferit situaţia de la tranzistorul bipolar, transconductanţa TECMOS depinde atât de curentul de polarizare cât şi de raportul W/L (şi de asemenea de grosimea oxidului prin intermediul lui k'). Urmând aceeaşi cale ca şi pentru g_m se găseşte:

$$g_{mb} = \frac{\partial I_D}{\partial V_{BS}} = -k' \frac{W}{L}(V_{GS} - V_t)(1 + \lambda V_{DS}) \frac{\partial V_t}{\partial V_{BS}} \,. \tag{1.186}$$

Din (1.167) se obţine

$$\frac{\partial V_t}{\partial V_{BS}} = -\frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{SB}}} = -\chi \,, \tag{1.187}$$

care este totodată şi relaţia de definiţie pentru parametrul χ. Acest parametru exprimă rata de variaţie a tensiunii de prag faţă de variaţia tensiunii de polarizare a substratului. Înlocuind (1.168) în (1.187) şi folosind (1.20) rezultă

$$\chi = \frac{C_{js}}{C_{ox}} \,, \tag{1.188}$$

unde C_{js} este capacitatea pe unitatea de arie a regiunii golite de sub canal, presupunându-se că joncţiunea este abruptă asimetrică şi că diferenţa internă de potenţial este $\psi_0 = 2\phi_f$.

Înlocuind (1.168) în (1.187) se obține:

$$g_{mb} = \frac{\gamma k'(W/L)(V_{GS} - V_t)(1 + \lambda V_{DS})}{2\sqrt{2\phi_f + V_{SB}}} . \tag{1.189}$$

Din nou, dacă $\lambda V_{DS} \ll 1$ această relație se aproximează prin:

$$g_{mb} = \frac{\gamma\sqrt{k'(W/L)I_D}}{\sqrt{2(2\phi_f + V_{SB})}} . \tag{1.190}$$

O mărime importantă este raportul g_{mb}/g_m, care rezultă din (1.184) și (1.189):

$$\frac{g_{mb}}{g_m} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{SB}}} = \chi . \tag{1.191}$$

Valorile tipice ale factorului χ sunt cuprinse în gama 0,1—0,3.

Rezistența de ieșire de semnal mic se obține direct din (1.178)

$$r_o = \left[\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}}\right]^{-1} = \frac{L_{ef}}{I_D}\left[\frac{dX_d}{dV_{DS}}\right]^{-1} \tag{1.192}$$

care prin utilizarea relațiilor 1.181 și 1.182 capătă forma:

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{V_A}{I_D} . \tag{1.193}$$

În modelul de semnal mic din fig. 1.39 sunt prezente și capacități. Dintre acestea numai capacitatea grilă-sursă, C_{gs}, este intrinsecă din punctul de vedere al funcționării tranzistorului. Capacitățile C_{sb} și C_{db} sunt „parazite" corespunzând regiunilor golite substrat-sursă și respectiv substrat-drenă. Expresiile lor sunt, în conformitate cu (1.21)

$$C_{sb} = \frac{C_{sb0}}{\left[1 + \dfrac{V_{SB}}{\psi_0}\right]^{1/2}} , \tag{1.194}$$

$$C_{db} = \frac{C_{db0}}{\left[1 + \dfrac{V_{DB}}{\psi_0}\right]^{1/2}} . \tag{1.195}$$

Aceste capacități sunt proporționale cu aria regiunii grilei și a sursei (inclusiv zona laterală); C_{sb} include și capacitatea corespunzătoare regiunii golite dintre canalul indus și substrat.

Capacitatea C_{gb} - conectată între grilă și substrat - modelează capacitatea parazită formată din materialul de contact al grilei, oxid și substrat în afara ariei active a tranzistorului. Aceasta este o capacitate constantă care modelează cuplajul dintre traseele din polisiliciu și/sau metal și substrat. De fapt capacități parazite de acest tip sunt asociate tuturor traseelor din polisiliciu sau metal de pe cip; ele trebuie luate în considerație atunci când se simulează sau se calculează performanțele la înaltă frecvență ale circuitelor sau dispozitivelor. Valorile tipice

depind de grosimea oxidului şi se plasează în gama 0,04—0,15 fF/(μm^2 de interconexiune); efectele date de dispersia câmpului electric devin importante pentru linii subţiri (având lăţimi de ordinul μm sau mai puţin).

Capacităţile C_{gs} şi C_{gd} sunt conectate între grilă şi sursă, respectiv drenă. Notând C_{ox} capacitatea grilă-canal pe unitatea de arie, capacitatea totală a grilei este $C_{ox}WL$. Această capacitate este intrinsecă din punctul de vedere al funcţionării tranzistorului, modelând controlul grilei asupra conductanţei canalului. În regiunea ohmică de funcţionare a tranzistorului această capacitate se împarte egal între sursă şi drenă astfel că $C_{gs}=C_{gd}=C_{ox}WL/2$. În regiunea de saturaţie canalul este foarte îngust la capătul dinspre drenă, tensiunea de drenă exercitând o influenţă mică atât asupra canalului cât şi asupra sarcinii grilei. Ca urmare în regiunea de saturaţie partea intrinsecă a capacităţii C_{gd} este practic nulă iar C_{gd} constă de fapt din capacitatea parazită constantă determinată de zona în care grila se suprapune peste substrat. Pentru tranzistoare de mărime mică această capacitate este de ordinul a 1—10 fF.

Pentru determinarea expresiei capacităţii C_{gs} în condiţiile funcţionării în regiunea de saturaţie trebuie calculată mai întâi sarcina totală Q_T stocată în canal, prin integrarea expresiei 1.170:

$$Q_T = W C_{ox} \int_0^L [\, V_{GS} - V(y) - V_t\,] \, dy \, . \tag{1.196}$$

Înlocuind dV/dy din (1.172) în (1.196) se găseşte

$$Q_T = \frac{W^2 C_{ox}^2 \mu_n}{I_D} \int_0^{V_{GS}-V_t} (\, V_{GS} - V - V_t)^2 \, dV \tag{1.197}$$

unde limita $V=V_{GS}-V_t$ corespunde la $y=L$, în saturaţie. Efectuând integrala în (1.197) şi folosind (1.174) şi (1.175) se obţine

$$Q_T = \frac{2}{3} WL C_{ox}(V_{GS} - V_t) \tag{1.198}$$

deci

$$C_{gs} = \frac{\partial Q_T}{\partial V_{GS}} = \frac{2}{3} WL C_{ox} \, . \tag{1.199}$$

În C_{gs} apare suplimentar şi contribuţia capacităţii parazite a oxidului determinată de zona în care grila se suprapune peste regiunea sursei.

Frecvenţa f_T a TECMOS este dată de expresia 1.161 în care însă C_{gss} se înlocuieşte cu C_{gb}. Pentru a analiza modul în care depinde frecvenţa f_T de parametrii de dispozitiv şi de proces se presupune că partea intrinsecă a capacităţii C_{gs} este dominantă; din (1.161) rezultă:

$$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_{gs}} \, . \tag{1.200}$$

Înlocuind în (1.200) g_m dat de (1.185) şi C_{gs} dat de (1.199) se găseşte că în cazul TECMOS

$$f_T = 1{,}5 \frac{\mu_n}{2\pi L^2} (\, V_{GS} - V_t) \, . \tag{1.201}$$

Este interesant de comparat această frecvenţă cu frecvenţa intrinsecă f_T a unui tranzistor bipolar (capacităţile parazite asociate regiunilor golite se neglijează). Conform cu (1.128)

$$f_T = \frac{1}{2\pi\tau_F} \tag{1.202}$$

din care, prin înlocuirea lui τ_F (relaţia 1.99) şi ţinând cont de relaţia lui Einstein $D_n/\mu_n = kT/q = V_T$, rezultă:

$$f_T = 2\frac{\mu_n}{2\pi W_B^2} V_T . \tag{1.203}$$

Asemănarea între relaţiile 1.201 şi 1.203 este remarcabilă. În ambele cazuri frecvenţa intrinsecă a tranzistorului creşte cu inversul pătratului unei dimensiuni critice de-a lungul căreia se petrece tranzitul purtătorilor. Tensiunea V_T=26 mV este constantă pentru tranzistorul bipolar; frecvenţa f_T a TECMOS poate fi crescută prin operarea tranzistorului la valori mari ale $(V_{GS}-V_T)$. Trebuie observat că grosimea bazei unui tranzistor bipolar, care este o dimensiune verticală determinată de procesele de difuzie sau de implantare, poate fi făcută mult mai mică decât lungimea L a canalului unui TECMOS, care depinde de geometria orizontală şi de procesele fotolitografice. Ca urmare, în general, tranzistoarele bipolare au frecvenţa f_T mai mare decât TECMOS fabricate prin procese comparabile.

În încheiere trebuie observat că expresia 1.201 a fost dedusă presupunând pentru TECMOS o caracteristică pătratică. Totuşi, deoarece TECMOS submicronice se depărtează semnificativ de caracteristica pătratică (vezi *Secţiunea 1.9*), rezultatul se modifică în sensul că f_T creşte ca L^{-1} şi nu ca L^{-2}.

■ EXEMPLU

Să se deducă elementele circuitului echivalent de semnal mic pentru un TECMOS care funcţionează în punctul static I_D=100 μA, V_{SB}=2 V, V_{DS}=5 V. Parametrii de dispozitiv sunt: ϕ_f=0,3 V, W=30 μm, L=10 μm, γ=0,5 $V^{1/2}$, k'=16 $\mu A/V^2$, λ=0,02 V^{-1}, t_{ox}=0,1 μm, ψ_0=0,6 V, $C_{sb0}=C_{db0}$=0,1 pF. Capacitatea dată de suprapunerea grilă-sursă şi grilă-drenă este de 0,01 pF. Se va presupune C_{gb}=0,005 pF.

Din (1.185) se obţine valoarea transconductanţei g_m

$$g_m = \sqrt{2k'\frac{W}{L}I_D} = \sqrt{2\times16\times3\times100}\ \mu A/V = 98\ \mu A/V .$$

din (1.193) a transconductanţei g_{mb}

$$g_{mb} = \frac{\gamma\sqrt{k'\frac{W}{L}I_D}}{\sqrt{2(2\phi_f + V_{SB})}} = \frac{0{,}5\sqrt{16\times3\times100}}{\sqrt{2\times2{,}6}}\ \mu A/V = 15{,}2\ \mu A/V .$$

iar din (1.193) valoarea rezistenţei de ieşire

$$r_o = \frac{1000}{0{,}02\times100}\ k\Omega = 500\ k\Omega .$$

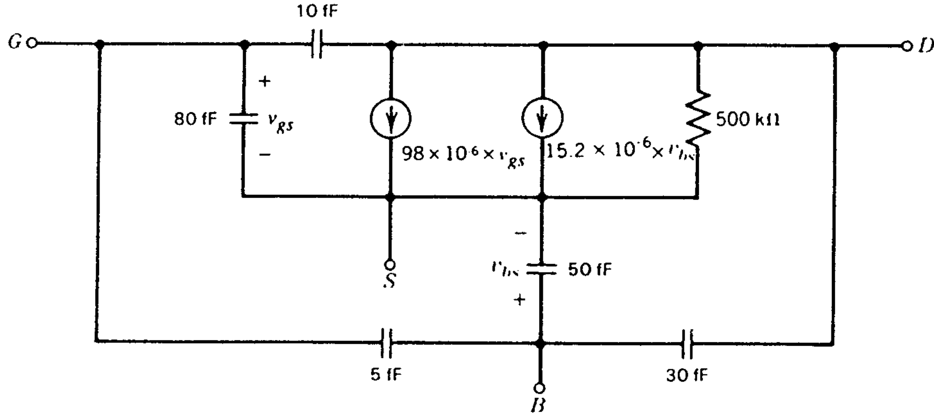


Fig. 1.40 Circuitul echivalent de semnal mic, complet, pentru un tranzistor NMOS care funcţionează în punctul static I_D=100 μA, V_{SB}=2 V, V_{DS}=5 V. Parametrii de dispozitiv sunt: ϕ_f=0,3 V, W=30 μm, L=10 μm, γ=0,5 V$^{1/2}$, k'=16 μA/V^2, λ=0,02 V^{-1}, t_{ox}=0,1 μm, ψ_0=0,6 V, $C_{sb0}=C_{db0}$=0,1 pF. C_{gd}=10 fF şi C_{gb}=5 fF.

Folosind (1.194), cu V_{SB}=2 V, se găseşte

$$C_{sb}=\frac{0{,}1}{\sqrt{1+\dfrac{2}{0{,}6}}}\ \text{pF}=50\ \text{fF}\ .$$

Tensiunea drenă-substrat este

$$V_{DB}=V_{DS}+V_{SB}=7\ \text{V}$$

care înlocuită în (1.195) conduce la

$$C_{db}=\frac{0{,}1}{\sqrt{1+\dfrac{7}{0{,}6}}}\ \text{pF}=30\ \text{fF}\ .$$

Partea intrinsecă a capacităţii grilă-sursă se calculează cu (1.199):

$$C_{gs}=\frac{2}{3}\times30\times10\times3{,}5\times10^{-4}\ \text{pF}=70\ \text{fF}\ .$$

Adăugând capacitatea de suprapunere rezultă:

$$C_{gs}=80\ \text{fF}\ .$$

Capacitatea grilă-drenă este dată de capacitatea de suprapunere:

$$C_{gd}=10\ \text{fF}\ .$$

Circuitul echivalent de semnal mic, complet, este prezentat în fig. 1.40. Frecvenţa f_T a tranzistorului se calculează cu relaţia 1.161 în care se ia $C_{gss}=C_{gb}$:

$$f_T=\frac{1}{2\pi}\frac{g_m}{C_{gs}+C_{gd}+C_{gb}}=\frac{1}{2\pi}\times98\times10^{-6}\times\frac{10^{15}}{80+10+5}=164\ \text{MHz}\ .$$

1.9 EFECTE DE CANAL SCURT ÎN TEC

Evoluția tehnologiilor de fabricație a circuitelor integrate a condus la o continuă reducere atât a dimensiunilor verticale cât și orizontale ale dispozitivelor active. De asemenea s-a micșorat și dimensiunea minimă permisă pentru dispozitivele pasive. Această reducere a fost determinată în primul rând de aspectul economic: pe o aceeași plachetă se pot fabrica astfel mai multe dispozitive și circuite. În al doilea rând apare și avantajul creșterii performanțelor de frecvență ale dispozitivelor active deoarece valoarea intrinsecă a f_T crește odată cu reducerea dimensiunilor în timp ce valoarea capacităților parazite se micșorează.

În procesele de fabricație industriale, dimensiunile verticale de exemplu grosimea bazei unui tranzistor bipolar sunt acum de ordinul a 0,05 μm sau mai puțin; dimensiunile orizontale, de exemplu lățimea unui emitor sau lățimea grilei unui TEC, pot fi semnificativ mai mici de 1 μm. Chiar și pentru aceste dimensiuni foarte mici modelele de semnal mare și semnal mic ale tranzistorului bipolar prezentate în secțiunile precedente rămân valabile. Pentru toate tipurile de TEC apar efecte semnificative de canal scurt pentru lungimi ale canalului de ordinul unui μm, sau mai puțin, impunând modificarea modelelor pentru TEC prezentate anterior. Principalul efect constă în modificarea caracteristicii de transfer I_D-V_{GS} de la forma clasică pătratică la o formă liniară. Totuși trebuie observat că, chiar în procesele submicronice, multe din TEC folosite într-un circuit analogic sunt în mod deliberat făcute de dimensiuni mai mari decât detaliul minim și ca urmare pot fi bine aproximate de către modelul pătratic.

Cel mai important efect de canal scurt la TEC este determinat de saturarea vitezei purtătorilor în canal[19]. Pentru valori mici ale intensității câmpului electric este valabilă relația liniară — presupusă de (1.171) și (1.172) — între viteza purtătorilor și intensitatea câmpului electric. La valori mari ale intensității câmpului electric viteza purtătorilor se apropie de viteza termică și ca urmare viteza purtătorilor crește mult mai încet odată cu creșterea intensității câmpului electric. Această situație este ilustrată în fig. 1.41 în care se prezintă valorile tipice, determinate experimental, ale vitezei de drift, v_d, a electronilor în funcție de componenta paralelă cu suprafața cipului a câmpului electric, $\mathscr{E}$, din canalul conductor al unui tranzistor NMOS. Se observă că la valori mici ale câmpului viteza este proporțională cu intensitatea câmpului, în timp ce la valori mari ale câmpului viteza se saturează atingând o valoare constantă denumită viteza limită, v_{lim}.

O aproximație analitică de prim ordin a acestei dependențe este

$$v_d = \frac{\mu_n \mathscr{E}}{1 + \mathscr{E}/\mathscr{E}_c} \tag{1.204}$$

unde $\mathscr{E}_c \simeq 1{,}5 \times 10^6$ V/m iar $\mu_n \simeq 0{,}07$ m²/Vs este valoarea mobilității în câmpuri slabe. Relația 1.204 este trasată grafic în fig. 1.41. Din (1.204) se observă că pentru câmpuri foarte intense ($\mathscr{E} \to \infty$) $v_d = v_{\text{lim}} = \mu_n \mathscr{E}_c$. De asemenea, pentru o valoare a intensității câmpului electric egală cu $\mathscr{E}_c$ viteza purtătorilor este mai mică cu un factor de 2 față de valoarea prezisă de formula valabilă la câmpuri mici. Pentru un tranzistor care are lungimea canalului de 1 μm, o cădere de tensiune în lungul canalului de numai 1,5 V determină o valoare medie a intensității câmpului electric egală cu $\mathscr{E}_c$. Această situație apare cu ușurință în TECMOS de dimensiuni mici. Pentru tranzistoarele PMOS se obțin rezultate similare.

Pentru a exemplifica efectele limitării vitezei purtătorilor asupra caracteristicilor TEC se va considera cazul TECMOS. Urmărind linia de analiză din *Secțiunea 1.7.1* acum se va utiliza relația mult mai generală

$$I_D = W Q_I(y) v_d(y) \ . \tag{1.205}$$

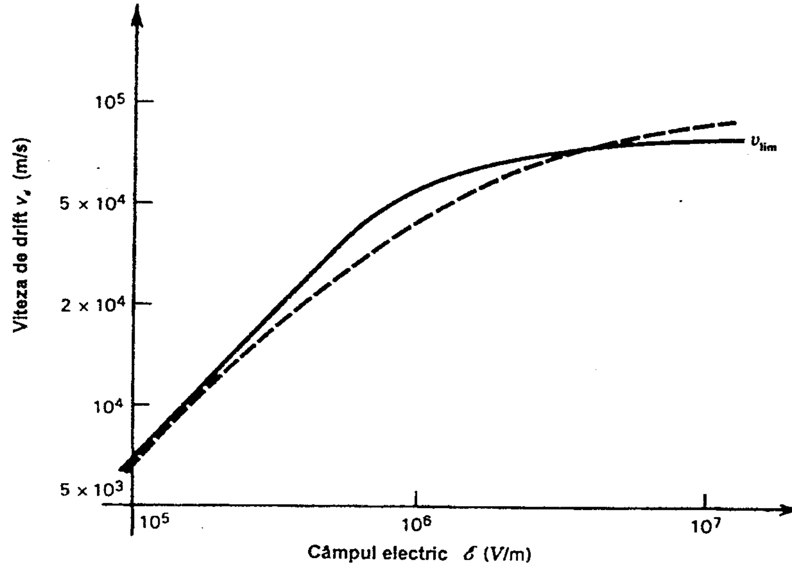


Fig. 1.41 Valorile tipice determinate experimental ale dependenței vitezei de drift a electronilor, v_d, în funcție de componenta tangențială a câmpului electric $\mathscr{E}$ într-un canal de inversie MOS (linia plină). Cu linie întreruptă este prezentată aproximația (1.204) în care $\mathscr{E}_c = 1{,}5 \times 10^6$ V/m și $\mu_n = 0{,}07$ m²/Vs.

Înlocuind (1.204) în (1.205) și ținând cont că

$$\mathscr{E} = \frac{dV}{dy} \tag{1.206}$$

se obține

$$I_D \left[1 + \frac{1}{\mathscr{E}_c} \frac{dV}{dy} \right] = W Q_I(y) \mu_n \frac{dV}{dy} . \tag{1.207}$$

Se observă că dacă $\mathscr{E}_c \to \infty$, limitarea vitezei purtătorilor devine neglijabilă și (1.207) se apropie de relația originală 1.172. Integrând (1.207) în lungul canalului se obține

$$\int_0^L I_D \left[1 + \frac{1}{\mathscr{E}_c} \frac{dV}{dy} \right] dy = \int_0^{V_{DS}} W Q_I(y) \mu_n dV , \tag{1.208}$$

deci

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox}}{2 \left[1 + \frac{1}{\mathscr{E}_c} \frac{V_{DS}}{L} \right]} \frac{W}{L} [2 (V_{GS} - V_t) V_{DS} - V_{DS}^2] . \tag{1.209}$$

Mărimea V_{DS}/L din (1.209) poate fi interpretată ca fiind valoarea medie a intensității câmpului electric în canal. Dacă ea este comparabilă cu $\mathscr{E}_c$ valoarea curentului de drenă pentru o tensiune V_{DS} dată va fi mai mică decât aceea dată de expresia 1.173. Expresia 1.209 este valabilă în regiunea de tip triodă. Caracteristica de transfer în saturație se obține înlocuind în (1.209) condiția $V_{DS} = V_{GS} - V_t$:

$$I_D = \frac{k'}{2[1+\theta(V_{GS}-V_t)]}\frac{W}{L}(V_{GS}-V_t)^2 \tag{1.210}$$

unde $\theta = 1/L\mathscr{E}_c$ având dimensiunea V^{-1}. Pentru $L = 1$ μm, o valoare tipică este $\theta \approx 0{,}7$ V^{-1}. De observat că deşi în prezenţa limitării vitezei purtătorilor tranzistorul intră în regiunea de saturaţie la $V_{DS} < V_{GS} - V_t$ expresia 1.210 oferă încă o bună estimare a curentului de saturaţie.

Până în acest punct s-au luat în consideraţie numai efectele date de componenta tangenţială (în lungul canalului) a câmpului electric. Există însă şi o componentă normală (perpendiculară pe direcţia canalului) determinată de tensiunea de grilă şi care influenţează şi ea mobilitatea purtătorilor. Deoarece componenta normală a câmpului depinde de valoarea tensiunii V_{GS} modelarea empirică a acestui efect se poate face prin modificarea în (1.210) a valorii parametrului θ. În practică, θ se determină experimental urmărindu-se obţinerea celei mai bune potriviri între model şi datele experimentale. Revenind la expresia curentului de drenă observăm că pentru lungimi foarte mici ale canalului θ devine mare şi (1.210) se reduce la:

$$I_D \sim (V_{GS} - V_t)\ . \tag{1.211}$$

Deci caracteristica TEC tinde spre o funcţie de transfer *liniară* pe măsură ce lungimea canalului devine foarte mică (mai mică de 1 μm).

Expresia 1.210 are o reprezentare de circuit foarte simplă. Efectul de saturare a vitezei purtătorilor se modelează prin intremediul unui circuit format dintr-un TECMOS ideal, cu o caracteristică de transfer pătratică şi o rezistenţă R_{SX} în serie cu sursa. Se notează V'_{GS} tensiunea între grila şi sursa TEC ideal şi V_{GS} tensiunea totală care include şi căderea de tensiune pe rezistenţa R_{SX}. Deoarece

$$I_D = \frac{\mu C_{ox}}{2}\frac{W}{L}(V'_{GS} - V_t)^2 \tag{1.212}$$

şi

$$V_{GS} = V'_{GS} + I_D R_{SX} \tag{1.213}$$

rezultă

$$I_D = \frac{\mu C_{ox}}{2}\frac{W}{L}(V'_{GS} - I_D R_{SX} - V_t)^2\ . \tag{1.214}$$

Prin rearanjarea expresiei 1.214 se obţine:

$$I_D = \frac{\mu C_{ox}}{2\left[1 + \mu C_{ox}\frac{W}{L}R_{SX}(V_{GS} - V_t)\right]}\frac{W}{L}(V_{GS} - V_t)^2\ . \tag{1.215}$$

Expresia 1.215 capătă exact forma (1.210) dacă se identifică

$$\theta = \mu C_{ox}\frac{W}{L}R_{SX}\ . \tag{1.216}$$

Înlocuind $\theta = 1/L\mathscr{E}_c$ în (1.216) se obţine:

$$R_{SX} = \frac{1}{\mathscr{E}_c}\frac{1}{\mu C_{ox}}\frac{1}{W}\ . \tag{1.217}$$

Deci influenţa saturaţiei vitezei purtătorilor asupra caracteristicilor de semnal mare ale TEC se poate modela, într-o abordare de prim ordin, prin introducerea unei rezistenţe în serie cu sursa unui tranzistor ideal. De observat că R_{SX} variază invers proporţional cu W, la fel ca şi rezistenţele serie fizice intrinseci date de regiunile de contact ale sursei şi drenei.

Tipic, R_{SX} este mai mare decât rezistenţele serie fizice. Pentru $W=2$ μm, $\mu C_{ox}=40$ μA/V^2 şi $\mathscr{E}_c=1{,}5\times10^6$ V/m se obţine $R_{SX}=8$ kΩ.

Analiza prezentată a dezvoltat un model modificat de semnal mare pentru TECMOS care a inclus efectele date de saturaţia vitezei purtătorilor. Modelarea la semnal mic a TECMOS de dimensiuni mici se poate face prin utilizarea circuitului echivalent din fig. 1.39 cu condiţia ca valorile g_m şi g_{mb} să fie modificate astfel încât să ţină cont de efectele limitării vitezei purtătorilor, utilizându-se relaţia 1.210.

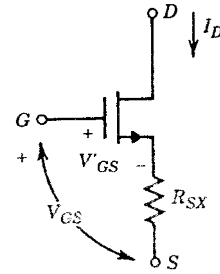


Fig. 1.42 Modelarea saturării vitezei purtătorilor în cazul TECMOS.

1.10 CONDUCŢIA SUB PRAG A TECMOS

Analiza TECMOS din *Secţiunea 1.7* s-a focalizat pe regiunea normală de funcţionare în care sub grilă există un canal conductor bine definit. S-a presupus că modificările tensiunii de grilă determină schimbări numai în sarcina din canal şi nu şi în regiunea golită de sub canal. Totuşi pentru tensiuni de grilă mai mici decât valoarea extrapolată a tensiunii de prag V_t, tensiunea aplicată pe grilă afectează atât sarcina din regiunea golită cât şi sarcina din canal care, acum, deşi este foarte mică nu este însă nulă. Deci pentru $V_{GS}<V_t$ prin tranzistor trece un curent finit (dar mic) astfel că în această regiune relaţia 1.175 nu mai este valabilă. Electronii din regiunea n^+ a sursei (în cazul unui tranzistor NMOS) pot depăşi bariera de potenţial faţă de substratul de tip p ajungând în regiunea canalului. Acest proces este similar cu procesul de intrare în conducţie a unui tranzistor bipolar; de fapt caracteristicile TECMOS în această regiune (denumită şi regiune de *inversie slabă*) sunt foarte asemănătoare cu acelea ale tranzistorului bipolar. Analiza funcţionării sub prag arată[20] că în această regiune caracteristicile TECMOS sunt descrise de relaţia

$$I_D = k_x \frac{W}{L} e^{V_{GS}/nV_T}\left(1 - e^{-V_{DS}/V_T}\right) \tag{1.218}$$

unde k_x depinde de proces iar $n\simeq1{,}5$. În acest caz valoarea lui n nu este unitară (aşa cum este pentru tranzistorul bipolar) deoarece tensiunea aplicată V_{GS} este susţinută parţial de potenţialul de la suprafaţă şi parţial de tensiunea pe regiunea golită.

Pentru a se ilustra acest efect caracteristica determinată experimental a unui tranzistor NMOS a fost trasată în fig. 1.43 folosindu-se trei scări diferite. Pentru acest tranzistor $W=20$ μm şi $L=20$ μm astfel că efectele de canal scurt sunt neglijabile.

În fig. 1.43*a* caracteristica de transfer a fost trasată folosind scări liniare. Graficul din fig. 1.43*b* foloseşte aceleaşi date experimentale şi reprezintă dependenţa $\sqrt{I_D}$ în funcţie de V_{GS}. Linia dreaptă care se obţine arată că tranzistorul are o caracteristică de transfer apropiată de caracteristica pătratică ideală.

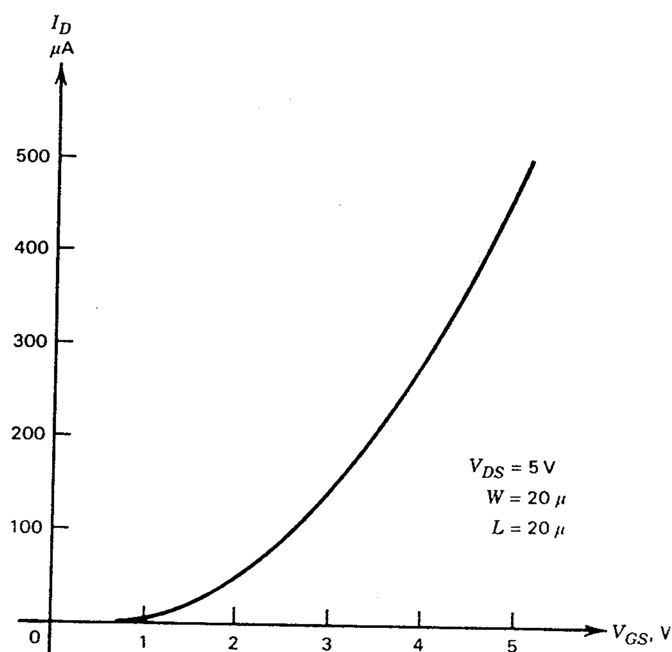


Fig. 1.43*a* Caracteristica de transfer determinată experimental a unui tranzistor NMOS, trasată folosind scări liniare.

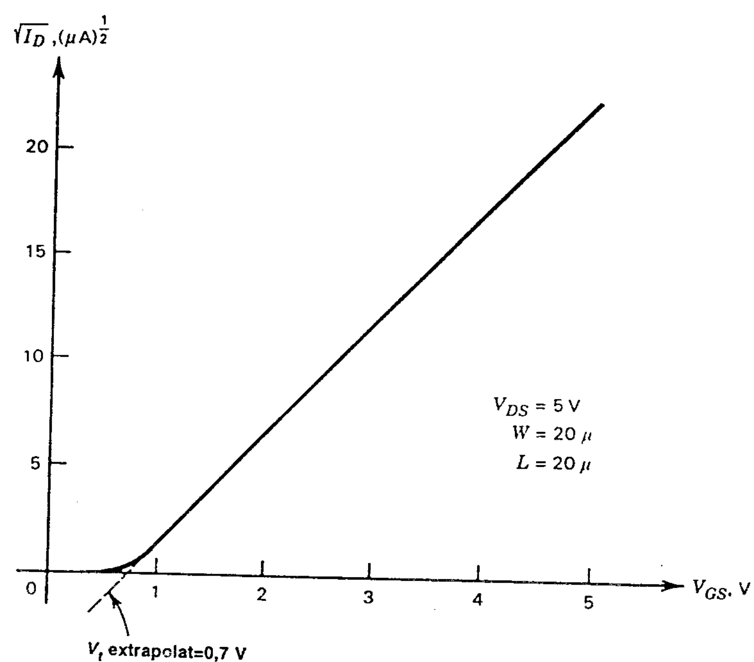


Fig. 1.43*b* Caracteristica din fig. 1.43*a* trasată ca $\sqrt{I_D}$ în funcție de V_{GS}; se pune în evidență caracteristica pătratică.

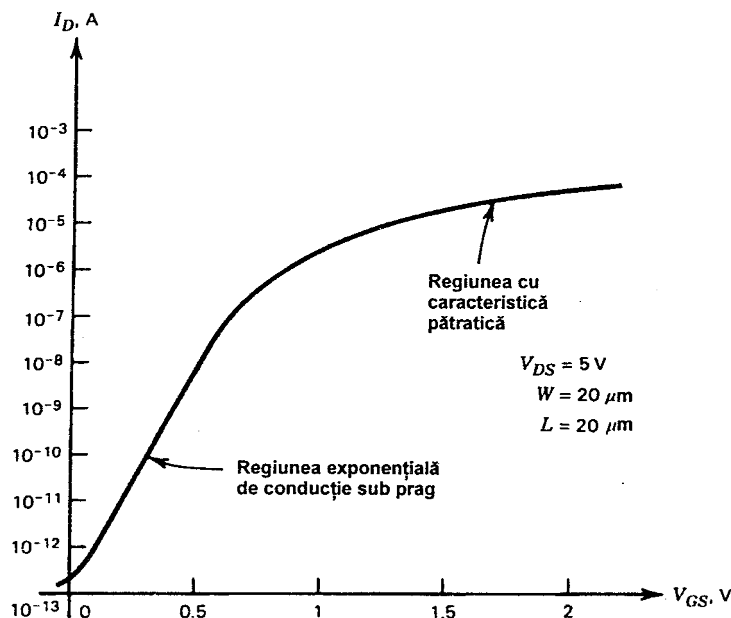


Fig. 1.43*c* Caracteristica din fig. 1.43*a* trasată folosind scări semilogaritmice; se pune în evidență caracteristica exponențială pentru conducția sub prag.

Reprezentări grafice de acest tip sunt utilizate curent pentru determinarea prin extrapolarea tensiunii V_t (0,7 V în acest caz) şi, din panta caracteristicii, a mărimii k' (54 $\mu A/V^2$ în acest caz). De observat că în apropierea tensiunii de prag curba se abate de la linia dreaptă care corespunde caracteristicii pătratice. Această zonă constituie zona de conducție sub prag. Al treilea grafic apare în fig. 1.43*c* unde s-au folosit scări semilogaritmice. Linia dreaptă care se obține pentru $V_{GS} < V_t$ se potriveşte cu (1.218) pentru $n = 1,5$. Pentru valori ale curentului sub 10^{-12} A efectul curenților reziduali devine evident.

Funcționarea sub prag îşi găseşte o utilizare majoră în aplicațiile care cer o putere foarte mică şi acceptă o frecvență de lucru relativ joasă. Limitarea la valori relativ joase a frecvenței este dată de faptul că f_T a TECMOS devine foarte mică. Într-adevăr, după cum rezultă din (1.161), deoarece capacitățile tranzistorului la curenți foarte mici de polarizare sunt practic constante iar transconductanța de semnal mic g_m, calculată cu (1.218), ajunge să fie proporțională cu I_D, se deduce că valoarea frecvenței f_T devine foarte mică la valori foarte mici ale curentului I_D.

1.11 CURENTUL DE SUBSTRAT AL TECMOS

În *Secțiunea 1.3.4* s-au discutat efectele străpungerii în avalanşă asupra caracteristicilor tranzistorului bipolar. Pe măsură ce creşte polarizarea inversă a dispozitivului, purtătorii care traversează regiunile golite câştigă suficientă energie astfel încât pot să creeze prin ciocniri cu rețeaua noi perechi electron-gol. Acest proces este cunoscut sub denumirea de *ionizare prin şoc*. În cele din urmă, la valori suficient de mari ale tensiunii, procesul de ionizare prin şoc conduce la apariția unor curenți mari datorită multiplicării în avalanşă.

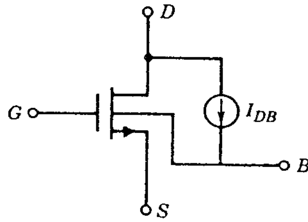


Fig. 1.44 Modelarea ionizării prin şoc la TECMOS printr-un generator de curent conectat între drenă şi substrat.

Datorită acestui proces, pentru valori ale tensiunii colector-bază mult mai mici decât tensiunea de străpungere, prin joncţiunea colector-bază curge un mic curent suplimentar, cu un efect evident neimportant asupra caracteristicilor tranzistorului.

Procesul de ionizare prin şoc apare şi la TECMOS având însă un efect complet diferit asupra caracteristicilor tranzistorului. Electronii din canal (în cazul NMOS) creează în regiunea golită a drenei, prin ciocniri cu reţeaua, perechi electroni-gol. Unele din golurile rezultante curg spre substrat dând naştere unui curent de substrat (electronii creaţi în acest proces ies prin terminalul de drenă). Se constată că, spre deosebire de ceea ce se întâmplă în cazul tranzistorului bipolar, purtătorii creaţi prin ionizare prin şoc nu sunt obligaţi să rămână în interiorul tranzistorului.

Efectul dat de acest fenomen se modelează prin intermediul unui generator de curent I_{DB} conectat între drena şi substratul tranzistorului, după cum se indică în fig. 1.44, unde s-a considerat un tranzistor NMOS. Valoarea acestui curent de substrat depinde de căderea de tensiune pe regiunea golită a drenei (care determină energia electronilor din canal care ionizează) şi de asemenea şi de curentul de drenă (care este rata cu care electronii din canal intră în regiunea golită). Pentru curentul de substrat I_{DB} s-a determinat[21] empiric următoarea expresie:

$$I_{DB} = K_1 \left(V_{DS} - V_{DSsat} \right) I_D \, e^{-K_2/(V_{DS} - V_{DSsat})} \, . \qquad (1.219)$$

În (1.219) K_1 şi K_2 sunt parametrii dependenţi de proces iar V_{DSsat} este valoarea V_{DS} la care caracteristicile de drenă intră în regiunea de saturaţie. Valorile tipice pentru tranzistoarele NMOS sunt $K_1=5\ V^{-1}$ şi $K_2=30$ V. Acest efect este mult mai puţin semnificativ în cazul tranzistoarelor PMOS deoarece eficienţa cu care golurile din canal creează perechi electron-gol este mult mai mică decât aceea a electronilor.

Efectul major al acestui fenomen asupra performanţelor de circuit este acela că apare o rezistenţă parazită drenă-substrat. Deoarece substratul unui tranzistor NMOS, într-un proces care foloseşte un substrat de tip p, este punct de masă în curent alternativ (terminalul comun de substrat trebuie întotdeauna conectat la sursa cea mai negativă din circuit) rezistenţa parazită şuntează drena la masă ceea ce poate constitui un factor limitativ pentru multe circuite. Conductanţa de semnal mic drenă-substrat se determină prin derivarea relaţiei 1.219:

$$g_{db} = \frac{\partial I_{DB}}{\partial V_D} = K_2 \frac{I_{DB}}{\left(V_{DS} - V_{DSsat} \right)^2} \qquad (1.220)$$

unde s-a presupus că grila şi sursa sunt menţinute la potenţiale constante.

■ EXEMPLU

Să se calculeze $r_{db}=1/g_{db}$ pentru $V_{DS}=2$ V şi 4 V şi să se compare cu rezistenţa r_o a tranzistorului. Se va presupune $I_D=100\ \mu A$, $\lambda=0{,}05\ V^{-1}$ şi $V_{DSsat}=0{,}3$ V.

Pentru V_{DS}=2 V din (1.219) se obţine:

$$I_{DB} = 5\times1,7\times100\times10^{-6}\times e^{-30/1,7} = 1,8\times10^{-11}\ \text{A}\ .$$

Din (1.220) se obţine:

$$g_{db} = 30\times1,8\times10^{-11}\times\frac{1}{1,7^2} = 1,9\times10^{-10}\ \text{A/V}$$

şi, deci,

$$r_{db} = 5,3\times10^{9}\ \Omega\ .$$

Această valoare este neglijabilă în comparaţie cu

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0,05\times100\times10^{-6}} = 200\ \text{k}\Omega\ .$$

Pentru V_{DS}=4 V se găseşte:

$$I_{DB} = 5\times3,7\times100\times10^{-6}\times e^{-30/3,7} = 5,6\times10^{-7}\ \text{A}\ .$$

Se constată că la V_{DS}=4 V curentul de substrat este de aproximativ 0,5% din curentul de drenă şi că

$$g_{db} = 30\times5,6\times10^{-7}\times\frac{1}{3,7^2} = 1,2\times10^{-6}\ \text{A/V}$$

corespunzând unei rezistenţe r_{db}=815 kΩ, care este comparabilă cu r_o. Acest efect poate avea un efect dominant asupra surselor de curent cu impedanţă mare de ieşire (vezi *Capitolul 4*).

ANEXĂ

A1.1 Rezumat al parametrilor dispozitivelor active

(a) Parametrii tranzistoarelor bipolare (TB)

Funcţionarea la semnal mare în regiunea activă directă	
Curentul de colector	$I_C = I_S \exp\frac{V_{BE}}{V_T}$

Funcţionarea la semnal mic în regiunea activă directă	
Transconductanţa	$g_m = \frac{qI_C}{kT}$
Rezistenţa de intrare	$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m}$

Parametrii tranzistoarelor bipolare (*continuare*)

Funcţionarea la semnal mic în regiunea activă directă (*continuare*)	
Rezistenţa de ieşire	$r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{1}{\eta g_m}$
Rezistenţa colector-bază	$r_\mu = (1\text{—}5)\beta_0 r_o$
Capacitatea corespunzătoare sarcinii din bază	$C_b = \tau_F g_m$
Capacitatea de intrare	$C_\pi = C_b + C_{je}$
Capacitatea de barieră a joncţiunii emitor-bază în regiunea activă directă	$C_{je} \simeq 2C_{je0}$
Capacitatea joncţiunii colector-bază (*npn*)	$C_\mu = \frac{C_{\mu 0}}{\left[1 - \frac{V_{BC}}{\psi_{0c}}\right]^{n_c}}$
Capacitatea joncţiunii colector-substrat (*pnp*)	$C_{cs} = \frac{C_{cs0}}{\left[1 - \frac{V_{SC}}{\psi_{0s}}\right]^{n_s}}$
Frecvenţa de tăiere	$f_T = \frac{1}{2\pi}\frac{g_m}{C_\pi + C_\mu}$
Timpul de tranzit efectiv	$\tau_T = \frac{1}{2\pi f_T} = \tau_F + \frac{C_{je}}{g_m} + \frac{C_\mu}{g_m}$
Câştigul maxim	$g_m r_o = \frac{V_A}{V_T}$

(b) Parametrii TECJ

Funcţionarea la semnal mare în regiunea activă directă	
Curentul de drenă	$I_D = I_{DSS}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right]^2 = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}(V_{GS} - V_P)^2$

Funcționarea la semnal mic în regiunea activă directă

Transconductanța

$$g_m = -\frac{2I_{DSS}}{V_P}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right]$$

Rezistența de ieșire

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D}$$

Capacitatea joncțiunii grilă-sursă

$$C_{gs} = \frac{C_{gs0}}{\left[1 + \dfrac{V_{GS}}{\psi_0}\right]^{1/3}}$$

Capacitatea joncțiunii grilă-drenă

$$C_{gd} = \frac{C_{gd0}}{\left[1 + \dfrac{V_{GD}}{\psi_0}\right]^{1/3}}$$

Capacitatea joncțiunii grilă-substrat

$$C_{gss} = \frac{C_{gss0}}{\left[1 + \dfrac{V_{GSS}}{\psi_0}\right]^{1/3}}$$

Frecvența de tăiere

$$f_T = \frac{1}{2\pi}\,\frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd} + C_{gss}}$$

(c) Parametrii TECMOS

Funcționarea la semnal mare

Curentul de drenă direct, în regiunea activă

$$I_D = \frac{\mu C_{ox}}{2}\,\frac{W}{L}\,(V_{GS} - V_t)^2$$

Curentul de drenă în regiunea de tip triodă

$$I_D = \mu C_{ox}\frac{W}{L}\left[(V_{GS} - V_t)V_{DS} - \tfrac{1}{2}V_{DS}^2\right]$$

Tensiunea de prag

$$V_t = V_{t0} + \gamma\left(\sqrt{2\phi_f + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_f}\right)$$

Factorul de substrat

$$\gamma = \frac{1}{C_{ox}}\sqrt{2q\varepsilon N_A}$$

Capacitatea oxidului

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} = 17{,}5\times10^{-4}\ \mathrm{pF}/\mu\mathrm{m}^2 \quad \text{pentru} \quad t_{ox} = 0{,}02\ \mu\mathrm{m}$$

Parametrii TECMOS (*continuare*)

Funcţionarea la semnal mic în regiunea activă directă	
Transconductanţa porţii	$g_m = \mu C_{ox} \frac{W}{L}(V_{GS} - V_t) = \sqrt{2 I_D \mu C_{ox} \frac{W}{L}}$
Raportul transconductanţă/curent	$\frac{g_m}{I_D} = \frac{2}{V_{GS} - V_t}$
Transconductanţa substratului	$g_{mb} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{SB}}} g_m$
Parametrul de modulaţie a lungimii canalului	$\lambda = \frac{1}{L_{ef}} \frac{dX_d}{dV_{DS}}$
Rezistenţa de ieşire	$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{L_{ef}}{I_D}\left(\frac{dX_d}{dV_{DS}}\right)^{-1}$
Lungimea efectivă a canalului	$L_{ef} = L_{mască} - 2L_d - X_d$
Câştigul maxim	$g_m r_o = \frac{1}{\lambda} \frac{2}{V_{GS} - V_t} = \frac{2V_A}{V_{GS} - V_t} = \frac{2L_{ef}}{V_{GS} - V_t}\left(\frac{dX_d}{dV_{DS}}\right)^{-1}$
Capacitatea de barieră sursă-substrat	$C_{sb} = \frac{C_{sb0}}{\left(1 - \frac{V_{SB}}{\psi_0}\right)^{1/2}}$
Capacitatea de barieră drenă-substrat	$C_{db} = \frac{C_{db0}}{\left(1 + \frac{V_{DB}}{\psi_0}\right)^{1/2}}$
Capacitatea grilă-sursă	$C_{gs} = \frac{2}{3} W L C_{ox}$
Frecvenţa de tăiere	$f_T = \frac{1}{2\pi} \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd} + C_{gb}}$

PROBLEME

1.1 (*a*) Să se calculeze diferenţa de potenţial internă, distanţele pe care se extinde regiunea golită în zona de tip *n* şi în zona de tip *p* şi câmpul maxim pentru o joncţiune *pn* plană, abruptă cu concentraţiile de impurităţi $N_A = 8 \times 10^{15}$ atomi/cm^3 şi $N_D = 10^{17}$ atomi/cm^3. Se presupune o polarizare inversă de 5 V.

(*b*) Să se repete punctul (*a*) pentru o polarizare nulă şi pentru o polarizare directă de 0,3 V.

1.2 Să se calculeze capacitatea joncţiunii din *Problema 1.1* pentru o polarizare nulă, pentru o polarizare inversă de 5 V şi pentru o polarizare directă de 0,3 V. Se va lua o arie a joncţiunii de 2×10^{-5} cm^2.

1.3 Să se calculeze tensiunea de străpungere pentru joncţiunea din *Problema 1.1* dacă valoarea câmpului critic este $\mathscr{E}_{\text{crit}} = 4 \times 10^5$ V/cm.

1.4 Presupunând că valoarea maximă a câmpului pentru o joncţiune planară este de 1,5 ori mai mare decât valoarea pentru o joncţiune plană abruptă (ca urmare a curbării laterale a joncţiunii planare) să se calculeze concentraţia de impurităţi necesară pentru a se obţine o tensiune de străpungere de 150 V. Se va lua $\mathscr{E}_{\text{crit}} = 3 \times 10^5$ V/cm şi se va presupune că o parte a joncţiunii este mult mai puternic dopată decât cealaltă parte.

1.5 Să se determine tensiunea BV_{CEO} pentru un tranzistor care are în colector o concentraţie de impurităţi de 6×10^{15} atomi/cm^3 (mult mai mică decât aceea de bază), $\beta = 200$ şi $n = 4$. Se va lua $\mathscr{E}_{\text{crit}} = 3 \times 10^5$ V/cm.

1.6 Să se repete *Problema 1.5* pentru o dopare în colector de 10^{15} atomi/cm^3 şi $\beta = 400$.

1.7 (*a*) Să se traseze caracteristicile I_C-V_{CE} în regiunea activă directă pentru un tranzistor *npn* cu $\beta_F = 100$ (măsurat la o tensiune V_{CE} mică), $V_A = 50$ V, $BV_{CBO} = 120$ V şi $n = 4$. Se va folosi expresia:

$$I_C = \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \frac{M\alpha_F}{1 - M\alpha_F} I_B ,$$

unde M este dat de (1.78). Caracteristicile se vor trasa pentru $I_C = 0$—10 mA, $V_{CE} = 0$—50 V şi $I_B = 1\,\mu$A, 10 μA, 30 μA şi 60 μA.

(*b*) Se va repeta punctul (*a*), tensiunea V_{CE} variind de această dată între 0 şi 10 V.

1.8 Să se determine şi să se deseneze circuitul echivalent de semnal mic, complet, pentru un tranzistor bipolar la $I_C = 0{,}2$ mA, $V_{CB} = 3$ V, $V_{CS} = 4$ V. Parametrii tranzistorului sunt $C_{je0} = 20$ fF, $C_{\mu 0} = 10$ fF, $C_{cs0} = 20$ fF, $\beta_0 = 100$, $\tau_F = 15$ ps, $\eta = 10^{-3}$, $r_b = 200\ \Omega$, $r_c = 100\ \Omega$, $r_{ex} = 4\ \Omega$, $r_\mu = 5\beta_0 r_0$. Pentru toate joncţiunile se va presupune $\psi_0 = 0{,}55$ V.

1.9 Să se repete *Problema 1.8* pentru $I_C = 1$ mA, $V_{CB} = 1$ V şi $V_{CS} = 2$ V.

1.10 Să se schiţeze graficul dependenţei câştigului în curent, la semnal mic, în conexiunea cu emitorul comun, în funcţie de frecvenţă, pentru cazurile din *Problemele 1.8* şi *1.9* (se vor utiliza scări logaritmice de la 0,1 la 1000 MHz). Se va calcula apoi pentru fiecare caz frecvenţa f_T.

1.11 Un tranzistor *npn* dintr-un circuit integrat are următoarele caracteristici determinate experimental: $r_b = 100\ \Omega$, $r_c = 100\ \Omega$, $\beta_0 = 100$, $r_o = 50$ kΩ la $I_C = 1$mA; $f_T = 600$ MHz la $I_C = 1$ mA şi $V_{CB} = 10$ V; $f_T = 1$ GHz la $I_C = 10$ mA şi $V_{CB} = 10$ V; $C_\mu = 0{,}15$ pF

la V_{CB}=10 V şi C_{cs}=1 pF la V_{CS}=10 V. Se va lua $r_\mu=5\beta_0 r_o$, ψ_0=0,5 V pentru toate joncţiunile şi se va presupune capacitatea C_{je} constantă în regiunea activă directă.

(*a*) Să se determine circuitul echivalent de semnal mic *complet*, pentru acest tranzistor la I_C=0,1 mA, 1 mA şi 5 mA, V_{CB}=2 V şi V_{CS}=15 V.

(*b*) Să se schiţeze pentru acest tranzistor graficul dependenţei frecvenţei $f_T(I_C)$ pentru I_C=1 μA—10 mA şi V_{CB}=2 V. Se vor utiliza scări logaritmice.

1.12 Un tranzistor *pnp* lateral are o lăţime efectivă a bazei de 10 μm.

(*a*) Dacă în regiunea activă directă capacitatea de barieră a joncţiunii emitor-bază este constantă având o valoare de 2 pF, să se calculeze frecvenţa f_T a tranzistorului la I_C=−0,5 mA (se va neglija capacitatea C_μ). Să se calculeze şi sarcina de purtători minoritari stocată în baza tranzistorului la această valoare a curentului de colector.

Se cunoaşte: D_p=13 cm²/s (pentru siliciu).

(*b*) Să se calculeze rezistenţa r_o a acestui tranzistor la I_C=−0,5 mA dacă lăţimea regiunii golite colector-bază se modifică cu 0,11 μm pentru o variaţie de un V a tensiunii V_{CE}.

1.13 Care elemente îşi modifică valoarea în circuitul echivalent de semnal mic, dacă aria tranzistorului din *Problema 1.11* se dublează (prin conectarea a două tranzistoare în paralel) curentul *total* de colector rămânând însă neschimbat, faţă de valoarea elementelor pentru tranzistorul original? Ce legătură există între parametrii tranzistorului compus din două tranzistoare legate în paralel şi aceia ai tranzistorului original ?

1.14 Un tranzistor *npn* integrat are următoarele caracteristici: τ_F=0,25 ns, câştigul în curent în scurtcircuit la semnal mic la I_C=1 mA şi f=50 MHz este de 9, V_A=40 V, β_0=100, r_b=150 Ω, r_c=150 Ω, C_μ=0,6 pF, C_{cs}=2 pF (pentru valorile particulare ale tensiunilor din punctul static de funcţionare). Să se determine toate elementele circuitului echivalent de semnal mic la I_C=2 mA şi să se deseneze circuitul.

1.15 Să se calculeze tensiunea de închidere a unui TECJ cu canal *p* care are următorii parametri: $N_A=5\times10^{15}$ atomi/cm³, $N_D=10^{17}$ atomi/cm³ şi a=1,2μm.

1.16 Să se calculeze valoarea raportului între lăţimea şi lungimea canalului, *W*/*L*, pentru TECJ din *Problema 1.15* pentru care se obţine o valoare I_{DSS}=−2 mA. Se va presupune o rezistivitate a canalului de 3 Ωcm.

1.17 Folosind (1.152) să se traseze caracteristicile I_D-V_{DS} pentru un TECJ cu canal *p* cu următorii parametri: I_{DSS}=−5 mA, V_P=3 V, $\lambda=-10^{-2}$ V^{-1} şi BV_{DGO}=−40 V. Caracteristicile se vor trasa pentru I_D=0—−10 mA, V_{DS}=0—−40 V şi V_{GS}=0, +0,5 V, +1 V, +2 V, +3 V.

1.18 Să se determine valorile elementelor circuitului echivalent de semnal mic, complet, pentru un TECJ cu canal *p* în punctul de funcţionare I_D=−1 mA, V_{DS}=−10 V şi V_{GSS}=15 V. Tranzistorul are următorii parametri: C_{gs0}=3 pF, C_{gd0}=0,4 pF, C_{gss0}=6 pF, I_{DSS}=−5 mA, V_P=3 V, $\lambda=-2\times10^{-2}$ V^{-1} şi r_d=40 Ω. Pentru toate joncţiunile se va lua ψ_0=0,6 V.

1.19 Pentru TECJ din *Problema 1.18*, să se calculeze frecvenţa f_T, la care câştigul în curent devine unitar, pentru următoarele valori ale curentului I_D: −0,1 mA, −1 mA şi −5 mA. Să se traseze dependenţa $f_T(I_D)$. Capacităţile C_{gd} şi C_{gss} se vor presupune independente de punctul static de funcţionare.

1.20 Un tranzistor NMOS are următorii parametrii: W=100 μm, L=10 μm, k'=20 μA/V², λ=0,01 V^{-1}, t_{ox}=0,12 μ, ϕ_F=0,3 V, V_{t0}=1,1 V, $N_A=10^{15}$ atomi/cm³.

(*a*) Să se traseze caracteristicile I_D-V_{DS} pentru V_{DS} variind de la 0 la —10 V şi V_{GS}=0,5 V, 1,5 V, 3 V. Se va presupune V_{SB}=0.

(*b*) Să se traseze caracteristicile I_D-V_{GS} pentru V_{DS}=8 V, V_{GS} variind de la 0 la —3 V şi V_{SB}=0, 1 V şi 3 V.

1.21 Să se determine şi să se schiţeze circuitul echivalent de semnal mic pentru tranzistorul din *Problema 1.20* pentru V_{GS}=2 V, V_{DS}=10 V şi V_{SB}=1 V. Se vor folosi valorile: ψ_0=0,6 V, $C_{sb0}=C_{db0}$=0,2 pF, C_{gb}=0,08 pF. Capacitatea dată de suprapunerea grilă-sursă şi grilă-drenă este de 0,02 pF.

1.22 Folosind datele tranzistorului din *Problemele 1.20* şi *1.21* să se calculeze frecvenţa la care câştigul în curent al acestui tranzistor este unitar, pentru V_{DS}=2 V, V_{SB}=0 V şi V_{SB}=1,5 V, 2 V şi 3 V.

1.23 Se va examina efectul limitării vitezei purtătorilor de sarcină asupra TECMOS. În acest scop se vor trasa caracteristicile I_D-V_{DS} pentru V_{DS}=1 V, 2 V, 3 V şi V_{DS} variind de la 0 la 4 V în următoarele cazuri:

(*a*) W=100 μm, L=10 μm, k' =20 μA/V^2, λ=0, $\mathscr{E}_c$=1,5×10^6 V/m,

(*b*) W=10 μm, L=1 μm, k' =40 μA/V^2, λ=0, $\mathscr{E}_c$=1,5×10^6 V/m,

şi se vor compara rezultatele obţinute pentru cazul în care se ţine cont de saturarea vitezei purtătorilor şi pentru cazul în care saturarea vitezei se neglijează.

1.24 Să se calculeze tranconductanţa unui TECMOS la I_D=10 nA şi V_{DS}=1 V, presupunându-se o funcţionare sub prag şi o valoare n=1,5. Se va calcula frecvenţa f_T considerând că $C_{gs}+C_{gd}+C_{gb}$=30 fF.

BIBLIOGRAFIE

1. P.E. Gray, D.DeWitt, A.R.Boothroyd şi J.F.Gibbons. *Physical Electronics and Circuit Models of Transistors*, Wiley, New-York, 1964, p. 20.
2. H.C. Poon şi H.K.Gummel. "Modelling of Emitter Capacitance," *Proc.IEEE*, vol. 57, pp. 2181—2182, December 1969.
3. B.R. Chawla şi H.K.Gummel. "Transition Region Capacitance of Diffused pn Junctions," *IEEE Trans.Electron DEvices*, Vol. ED-18, pp. 178—195, March 1971.
4. S.L. Miller, "Avalanche Breakdown in Germanium,", *Phys. Rev.*, Vol. 99, p. 1234, 1955.
5. A.S. Grove. *Fizica şi tehnologia dispozitivelor semiconductoare*, Editura tehnică, Bucureşti, 1975, Cap. 6.
6. A.S. Grove, Op. cit., Cap. 4.
7. A.S. Grove, Op. cit., Cap. 7.
8. P.E. Gray ş.a., Op. cit., p. 10.
9. P.E. Gray ş.a., Op. cit., p. 129.
10. P.E. Gray ş.a., Op. cit., p. 180.
11. B.A. McDonald "Avalanche degradation of h_{FE}," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-17, pp. 871—878, October 1970.
12. H. DeMan. "The Influence of Heavy Doping on the Emitter Efficiency of a Bipolar Transistor," Vol. ED-18, *IEEE Trans. Electron Devices*, pp. 833—835, October 1971.
13. R.J. Whittier şi D.A. Tremere. "Current Gain and Cutoff Frequency Falloff at High Current," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-16, pp. 39—57, January 1969.

14. J.L. Moll şi I.M. Ross, "The Dependence of Transistor Parameters on the Distribution of Base Layer Resistivity," *Proc. IRE*, Vol. 44, p. 72, 1956.
15. P.E. Gray ş.a., Op. cit., Cap. 8.
16. R.D. Middlebrook şi I. Richer, "Limits on the Power-Law Exponent for Field-Effect Transistor Transfer Characteristics," *Solid-State Electronics*, Vol. 6, pp. 542—544, September—October 1963.
17. R.S. Muller şi T.I. Kamins, *Device Electronics for Integrated Circuits*. Wiley, New York, 1986, p. 386.
18. D. Frohman-Bentchkowsky şi A.S. Grove. "Conductance of MOS Transistors in Saturation," *IEEE Trans. Electron Devices*," Vol. ED-16, pp. 108—113, January 1969.
19. R.S. Muller şi T.I. Kamins. Op. cit., p. 480.
20. Y.P. Tsividis, *Operation and Modeling of MOS Transistor*, McGraw Hill, New York, 1987, p.136.
21. K.Y. Toh, P.K. Ko şi R.G. Meyer, "An Engineering Model for Short-Channel MOS Devices," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 23, pp. 950—958, August 1988.

BIBLIOGRAFIE GENERALĂ

I. Getreu. *Modelling the Bipolar Transistor*. Tektronix Inc., 1976.
P.E. Gray şi C.L. Searle. *Electronic Principles*. Wiley, New-York, 1969.
R.S. Muller şi T.I. Kamins. *Device Electronics for Integrated Circuits*. Wiley, New York, 1986.

2

TEHNOLOGIA CIRCUITELOR INTEGRATE BIPOLARE, MOS ŞI BiCMOS

2.1 INTRODUCERE

Cunoaşterea detaliilor procesului de fabricaţie este importantă pentru proiectantul şi utilizatorul de circuite integrate din două motive. În primul rând trebuie înţeles că diseminarea tehnologiei de circuite integrate reprezintă o consecinţă a avantajului economic pe care îl asigură procesul planar pentru fabricaţia de circuite complexe, cu preţ scăzut datorită prelucrării în loturi mari. Rezultă că o cunoaştere a factorilor care influenţează costul fabricaţiei de circuite integrate este esenţială fie pentru selectarea de către proiectant — pentru o problemă de proiectare dată — a unei anumite abordări de circuit, fie pentru selectarea de către utilizator a unui circuit particular pentru a fi fabricat la comandă. În al doilea rând, tehnologia de circuite integrate prezintă proiectantului de circuite un set de constrângeri relative la cost complet diferit de acela întâlnit în cazul lucrului cu componente discrete. Alegerea optimă a unei abordări de circuit pentru realizarea unei anumite funcţii de circuit cere o înţelegere atât a gradelor de libertate oferite de tehnologie cât şi a naturii dispozitivelor care sunt cel mai uşor de fabricat pe un cip.

În momentul de faţă circuitele integrate analogice sunt proiectate şi fabricate prin tehnologii bipolare, tehnologii MOS şi tehnologii care combină ambele tipuri de tranzistoare în acelaşi proces. Necesitatea de a combina pe acelaşi cip funcţii digitale complexe cu funcţii analogice a condus la extinderea folosirii tehnologiilor MOS digitale pentru realizarea de funcţii analogice, în particular pentru acele funcţii necesare interfaţării între semnalele analogice şi sistemele digitale, de exemplu conversia analog-digital. Cu toate acestea tehnologia bipolară este utilizată în prezent şi va continua să fie utilizată într-o gamă largă de aplicaţii în care sunt necesare o capacitate de comandă de curenţi mari şi obţinerea celor mai ridicate nivele de funcţionare analogică de precizie.

În acest capitol se discută mai întâi procesele de bază care sunt fundamentale în fabricaţia circuitelor integrate bipolare şi MOS: difuzia în stare solidă, fotolitografia optică, creşterea epitaxială, implantarea de ioni, oxidarea selectivă şi depunerea siliciului policristalin. Se continuă cu descrierea secvenţelor tehnologice prin care se realizează un circuit integrat bipolar, discutându-se proprietăţile dispozitivelor pasive şi active care rezultă prin folosirea

acestui flux tehnologic. De asemenea, se prezintă câteva modificări ale procesului de bază. Apoi se prezintă secvenţa etapelor de fabricaţie a circuitelor integrate MOS şi se descriu tipurile de dispozitive care se obţin prin această tehnologie. Prezentarea proceselor tehnologice se încheie prin discutarea tehnologiei BiCMOS. În continuare se examinează factorii care afectează costul de fabricaţie a circuitelor monolitice. În final se discută procesul de încapsulare a circuitelor.

2.2 PROCESE FUNDAMENTALE PENTRU FABRICAŢIA CIRCUITELOR INTEGRATE

Fabricaţia circuitelor integrate, la fel ca şi a celor mai moderne tipuri de tranzistoare discrete, se bazează pe o succesiune de etape de fotomascare, difuzie, implantare de ioni şi creştere epitaxială aplicată unei bucăţi de siliciu, care constituie materialul de start, denumită plachetă[1,2]. Înainte de a începe să discutăm etapele procesului standard vom revedea efectele pe care le produce adăugarea de atomi de impuritate asupra proprietăţilor electrice ale siliciului.

2.2.1 Rezistivitatea siliciului

Adăugarea unei mici concentraţii de impurităţi de tip n sau de tip p unei bucăţi de siliciu cristalin are ca efect creşterea numărului de purtători majoritari (electroni pentru tip n, goluri pentru tip p) şi scăderea numărului de purtători minoritari. Adăugarea de impurităţi este denumită *doparea* semiconductorului. Pentru valorile practice ale concentraţiilor de impurităţi, concentraţia purtătorilor majoritari este aproximativ egală cu aceea a atomilor de impuritate din cristal. Deci pentru un material de tip n

$$n_n \approx N_D , \tag{2.1}$$

unde n_n (cm^{-3}) este concentraţia de echilibru a electronilor, iar N_D (cm^{-3}) concentraţia de atomi de impuritate donori. Pentru un material de tip p

$$p_p \approx N_A , \tag{2.2}$$

unde p_p (cm^{-3}) este concentraţia de echilibru a golurilor, iar N_A (cm^{-3}) concentraţia de atomi de impuritate acceptori. Orice creştere a concentraţiei de echilibru a unui tip de purtători în cristal trebuie să ducă la scăderea concentraţiei de echilibru a celuilalt tip de purtători. Această evoluţie se datorează faptului că recombinarea între goluri şi electroni se desfăşoară cu o rată care este proporţională cu produsul concentraţiilor individuale. Ca urmare, numărul de recombinări pe secundă, R, va fi dat de

$$R = \gamma np , \tag{2.3}$$

unde γ este o constantă, iar n şi p sunt concentraţiile de electroni şi, respectiv, de goluri din cristalul de siliciu. Generarea perechilor electron-gol este un proces termic care depinde numai de temperatură; rata de generare, G, nu este dependentă de concentraţia de impurităţi. La echilibru R şi G trebuie să fie egale, astfel că

$$G = \text{constant} = R = \gamma np . \tag{2.4}$$

Dacă nu există impurităţi

$$n = p = n_i(T) \ , \tag{2.5}$$

unde n_i (cm^{-3}) este concentraţia *intrinsecă* a purtătorilor, corespunzătoare siliciului pur. Expresiile 2.4 şi 2.5 stabilesc că, pentru orice concentraţie de impurităţi, trebuie să se realizeze egalităţile γnp = constant = γn_i^2, deci

$$np = n_i^2(T) \ . \tag{2.6}$$

Expresia 2.6 arată că pe măsură ce concentraţia de purtători majoritari creşte, ca urmare a dopării cu impurităţi, concentraţia de purtători minoritari se micşorează cu acelaşi factor, astfel încât la echilibru produsul *np* este constant. Pentru valorile de interes practic ale concentraţiilor de impurităţi purtătorii majoritari depăşesc purtătorii majoritari cu multe ordine de mărime.

Importanţa pe care o prezintă concentraţiile de purtători majoritari şi minoritari pentru funcţionarea tranzistorului a fost discutată în *Capitolul 1*. Alt efect important al adăugării de impurităţi îl constituie creşterea conductivităţii materialului semiconductor. Conductivitatea este dată de

$$\sigma = q(\mu_n n + \mu_p p) \ , \tag{2.7}$$

unde μ_n este mobilitatea electronilor, μ_p (cm^2/Vs) mobilitatea golurilor, iar σ ($(\Omega cm)^{-1}$) conductivitatea electrică. Pentru un material de tip *n*, înlocuind (2.1) şi (2.6) în (2.7), se obţine:

$$\sigma = q\left[\mu_n N_D + \mu_p \frac{n_i^2}{N_D}\right] \approx q\mu_n N_D \ . \tag{2.8}$$

Pentru un material de tip *p*, înlocuind (2.2) şi (2.6) în (2.7) se obţine:

$$\sigma = q\left[\mu_n \frac{n_i^2}{N_A} + \mu_p N_A\right] \approx q\mu_p N_A \ . \tag{2.9}$$

Mobilitatea μ are valori diferite pentru goluri şi pentru electroni. Ea depinde de concentraţia totală de impurităţi (donori plus acceptori) din cristal. Valorile determinate experimental ale mobilităţii în siliciu, în funcţie de concentraţia totală de impurităţi, sunt reprezentate în fig. 2.1. De obicei se preferă ca în locul conductivităţii să se specifice rezistivitatea, ρ (Ωcm), egală cu $1/\sigma$. În fig. 2.2 este reprezentată dependenţa rezistivităţii siliciului de tip *n* şi *p* de concentraţia de impurităţi.

2.2.2 Difuzia în starea solidă

Difuzia în starea solidă a impurităţilor în siliciu constă în deplasarea, de obicei la temperaturi ridicate, a atomilor de impurităţi de la suprafaţa bucăţii de siliciu spre volumul său. În timpul acestui proces de temperatură ridicată, atomii de impuritate înlocuiesc atomii de siliciu din reţeaua cristalului; ca urmare aceste impurităţi sunt denumite substituţionale.

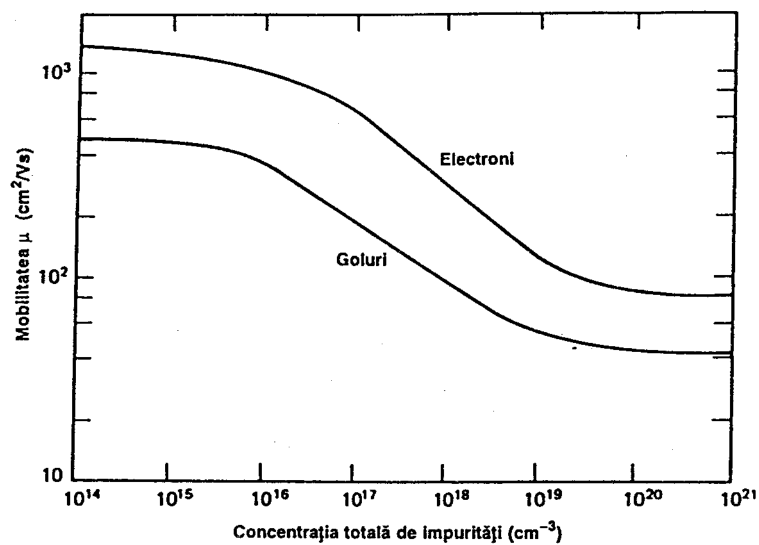


Fig. 2.1 Dependenţa mobilităţii golurilor şi electronilor în siliciu de concentraţia de impurităţi[3].

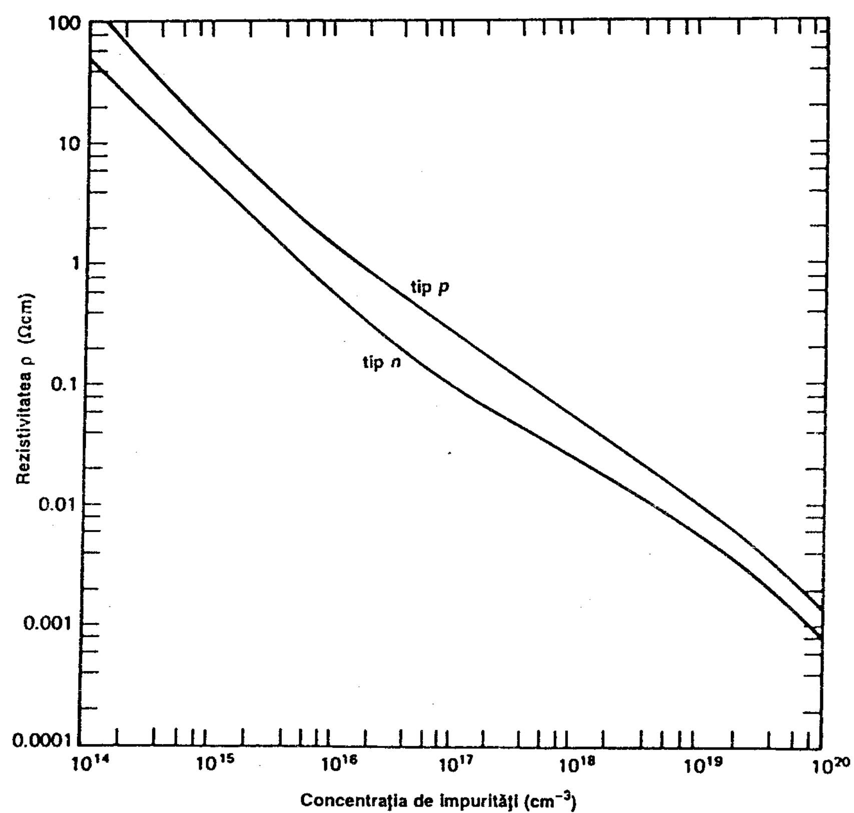


Fig. 2.2 Dependenţa rezistivităţii siliciului de tip *p* şi *n* de concentraţia de impurităţi[4].

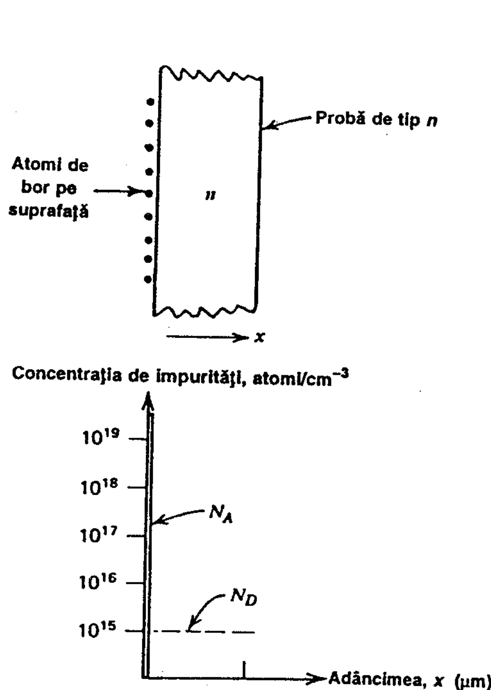


Fig. 2.3 O probă din siliciu de tip *n* cu bor depus pe suprafaţă.

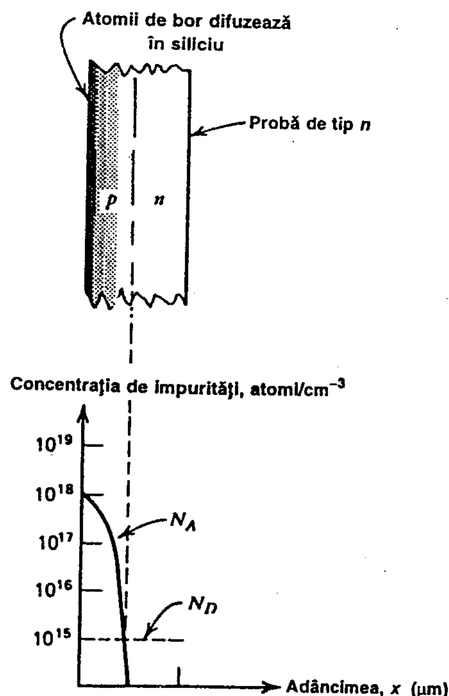


Fig. 2.4 Distribuţia de impurităţi după difuzie.

Deoarece siliciul dopat se comportă din punct de vedere electric ca un material de tip *p* sau *n*, în funcţie de tipul de impuritate prezent în cristal, rezultă că prin difuzie în starea solidă se pot forma zone de tip *p* sau *n*.

Natura procesului de difuzie este ilustrată de exemplul de principiu prezentat în fig. 2.3 şi fig. 2.4. Vom presupune că proba din siliciu conţine iniţial o concentraţie uniformă de impurităţi de tip *n*, de 10^{15} atomi/cm^3. Impurităţile de tip *n*, utilizate curent pentru doparea siliciului sunt fosforul, arsenul şi stibiul. Se va presupune, în plus, că printr-un mijloc oarecare pe suprafaţa de sus a plachetei de siliciu s-au depus atomii unei impurităţi de tip *p*. Impuritatea de tip *p* cea mai des utilizată în fabricaţia dispozitivelor din siliciu este borul.

Distribuţia impurităţilor înainte de etapa de difuzie este ilustrată în fig. 2.3. Etapa iniţială de plasare a atomilor de impurităţi pe suprafaţa siliciului se numeşte etapa de predepunere, putând fi realizată prin diferite metode.

Supunând acum proba la o temperatură înaltă, de ordinul a 1100°C, pentru un timp de ordinul unei ore, impurităţile *difuzează* în plachetă (vezi fig. 2.4).

În volumul siliciului regiunile în care concentraţia impurităţile de tip *p* depăşeşte concentraţia impurităţilor de tip *n* existente iniţial se vor comporta electric ca un material de tip *p*, în timp ce regiunile în care concentraţia impurităţilor de tip *n* este mai mare se vor comporta ca un material de tip *n*. În acest fel procesul de difuzie a condus la formarea unei joncţiuni *pn* în interiorul siliciului, fără a-i afecta continuitatea reţelei cristaline. Adâncimea — măsurată de la suprafaţă — a acestei joncţiuni variază de la 0,1 μm la 20 μm pentru difuziile din circuitele integrate din siliciu.

2.2.3 Proprietăţile electrice ale straturilor difuzate

Rezultatul unui proces de difuzie este de cele mai multe ori un strat subţire, aflat lângă suprafaţa plachetei de siliciu, care a fost convertit de la un tip de conductivitate la cel opus. Dispozitivele şi circuitele integrate din siliciu sunt construite în principal din astfel de straturi. Dacă joncţiunea *pn* care se formează prin difuzie va fi polarizată invers, stratul difuzat va fi izolat electric de materialul în care s-a făcut difuzia, fiind astfel posibilă măsurarea proprietăţilor acestui strat.

Parametrul electric cel mai des utilizat pentru caracterizarea straturilor difuzate este *rezistenţa pe pătrat*. Pentru a defini această mărime să considerăm rezistenţa pe care o prezintă o bucată de siliciu, uniform dopată cu o concentraţie de donori N_D, de lungime L, lăţime W şi grosime T — ca în fig. 2.5. Rezistenţa este

$$R = \frac{\rho L}{WT} = \frac{1}{\sigma}\frac{L}{WT} .$$

Înlocuind pentru conductivitatea σ expresia 2.8 se obţine:

$$R = \frac{1}{q\mu_n N_D}\frac{L}{WT} = \frac{L}{W}\frac{1}{q\mu_n N_D T} = \frac{L}{W}R_\square . \tag{2.10}$$

Mărimea $R_\square$ este *rezistenţa pe pătrat* a stratului şi se măsoară în Ω. Deoarece rezistenţa pe pătrat este rezistenţa oricărui strat de *formă pătrată* cu grosimea T, unitatea de măsură este de multe ori indicată ca *ohm/pătrat* ($\Omega/\square$). Rezistenţa pe pătrat se poate exprima în funcţie de rezistivitatea materialului, folosind (2.8), astfel:

$$R_\square = \frac{1}{q\mu_n N_D T} = \frac{\rho}{T} . \tag{2.11}$$

Stratul difuzat ilustrat în fig. 2.6, este similar cu acela considerat anterior, excepţie făcând faptul că acum concentraţia de impurităţi nu mai este uniformă. Pentru a obţine o expresie a rezistenţei pe pătrat pentru acest caz, vom considera că stratul difuzat este format dintr-o combinaţie paralel a unor straturi infinitezimale de grosime dx. Stratul de grosime dx, de la adâncimea x are o conductanţă

$$\mathrm{d}G = q\frac{W}{L}\mu_n N_D(x)\mathrm{d}x . \tag{2.12}$$

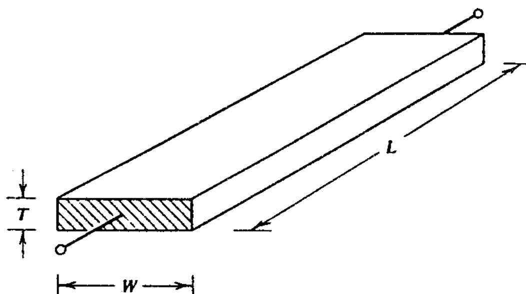
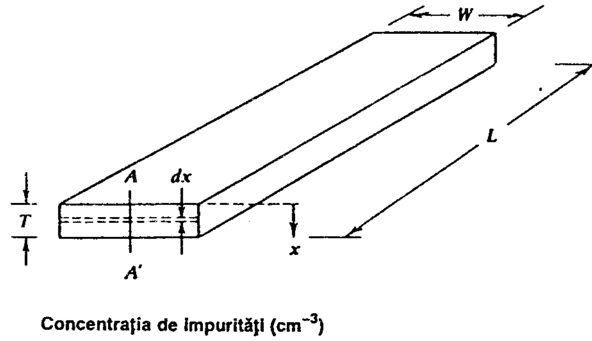


Fig. 2.5 Probă paralelipipedică pentru calculul rezistenţei pe pătrat.



Concentraţia de impurităţi (cm⁻³)

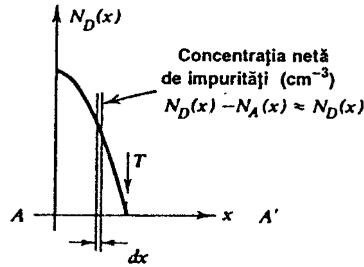


Fig. 2.6 Calculul rezistenţei unui strat difuzat.

Pentru a găsi conductanţa totală, se sumează toate contribuţiile:

$$G = \int_0^{x_j} q \frac{W}{L} \mu_n N_D(x) \mathrm{d}x = \frac{W}{L} \int_0^{x_j} q \mu_n N_D(x) \mathrm{d}x \, . \tag{2.13}$$

Din (2.13) se obţine prin inversare:

$$R = \frac{L}{W} \frac{1}{\int_0^{x_j} q \mu_n N_D(x) \mathrm{d}x} \, . \tag{2.14}$$

Comparând (2.10) cu (2.14) se găseşte

$$R_\square = \left[\int_0^{x_j} q \mu_n N_D(x) \mathrm{d}x \right]^{-1} \approx \left[q \bar{\mu}_n \int_0^{x_j} N_D(x) \mathrm{d}x \right]^{-1} . \tag{2.15}$$

unde $\bar{\mu}_n$ este mobilitatea medie. Rezultă că (2.10) se poate utiliza şi pentru straturi difuzate dacă se foloseşte o valoare potrivită pentru $R_\square$.

Expresia 2.15 arată că rezistenţa pe pătrat a unui strat difuzat depinde de numărul total de atomi de impuritate din strat, pe unitatea de arie. Adâncimea x_j în (2.13), (2.14) şi (2.15) este de fapt distanţa de la suprafaţă la marginea stratului golit al joncţiunii, deoarece impurităţile donoare din stratul golit nu contribuie la conducţie.

Rezistenţa pe pătrat este un parametru foarte util pentru caracterizarea electrică proceselor de difuzie, fiind totodată şi un parametru cheie în proiectarea rezistenţelor integrate.

Deoarece determinarea experimentală a rezistenţei pe pătrat se face fără dificultăţi evaluarea valorii sale folosind relaţia 2.15 este rareori necesară.

■ EXEMPLU

Să se calculeze rezistenţa unui strat cu lungimea de 50 μm şi lăţimea de 5 μm dintr-un material cu o rezistenţă pe pătrat de 200 Ω/□.

Din (2.10) se obţine:

$$R = \frac{50}{5} \times 200\ \Omega = 2\ k\Omega\ .$$

Se observă că aceast rezistor este constituit din 10 pătrate aşezate în serie, rezistenţa R fiind deci egală cu de 10 ori rezistenţa pe pătrat. ■

Pentru realizarea unor dispozitive, prin folosirea etapelor procesului de difuzie descrise anterior, este necesar însă ca difuzia să fie limitată la o mică regiune de pe suprafaţa plachetei şi nu la întreaga suprafaţă planară. Delimitarea suprafeţelor pe care se va face difuzia se realizează prin fotolitografie.

2.2.4 Fotolitografia

Punând o plachetă de siliciu într-un mediu oxidant pe suprafaţa sa se formează un strat de dioxid de siliciu, strat care acţionează ca o barieră pentru difuzia impurităţilor. În acest fel impurităţile, care sunt separate de suprafaţa siliciului de către stratul de oxid, nu vor mai putea difuza în siliciu. Deci pentru realizarea într-o zonă dată a plachetei a unei joncţiuni *pn* se va proceda astfel: se creşte pe întreaga plachetă un strat de oxid (etapa de oxidare), se continuă cu îndepărtarea oxidului din zonele în care urmează să se formeze joncţiunea şi se fac apoi predepunerea şi difuzia.

Acest proces este ilustrat prin exemplul de principiu din fig. 2.7. Să presupunem că materialul de strat este o plachetă din siliciu de tip *n*. Prima etapă a procesului constă dintr-o oxidare în care pe toată suprafaţa plachetei se creşte termic un strat de dioxid de siliciu având o grosime uzuală de 0,2—1 μm. Fig. 2.7*a* reprezintă o secţiune prin plachetă, după această etapă. Următoarea etapă constă din acoperirea integrală a plachetei cu un strat subţire de material fotosensibil, denumit fotorezist. Prin expunerea fotorezistului la o lumină de o anumită lungime de undă în el se produc diferite procese chimice, în urma cărora — în cazul fotorezistului pozitiv — devine solubil în anumiţi solvenţi în care fotorezistul neexpus nu este solubil. Secţiunea prin plachetă în această etapă este ilustrată în fig. 2.7*b*. Pentru a defini pe plachetă ariile pe care urmează să se facă difuzia se plasează pe suprafaţa plachetei o mască pentru lumină; această fotomască este opacă — cu excepţia zonelor în care trebuie să aibă loc difuzia, zone în care este transparentă. Lumina cu o lungime de undă potrivită este îndreptată spre plachetă (vezi fig. 2.7*c*) iluminând fotorezistul numai în zonele transparente ale măştii. Regiunile corespunzătoare ale fotorezistului sunt dizolvate chimic (vezi fig. 2.7*d*). Aceasta este etapa de developare. Fotorezistul neexpus este insensibil la acţiunea developantului.

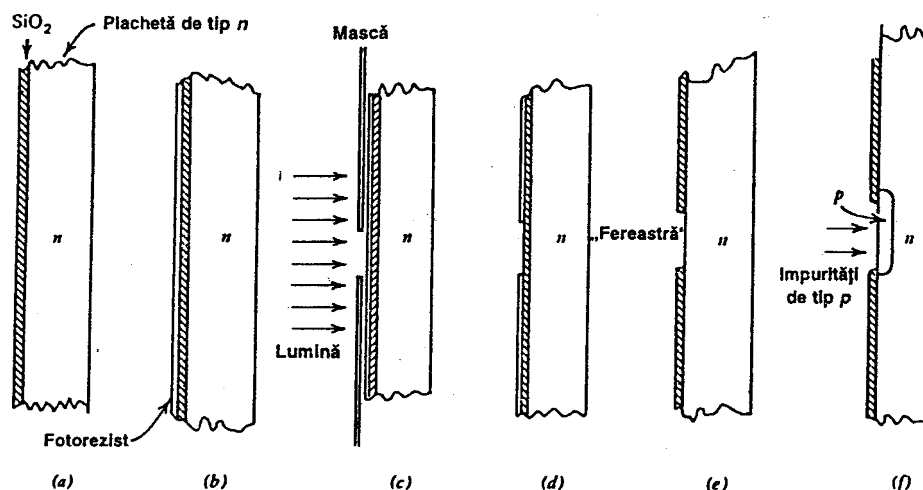


Fig. 2.7 Principiul de utilizare a fotolitografiei pentru formarea unei joncţiuni *pn*. (*a*) Creşterea SiO_2. (*b*) Etalarea fotorezistului. (*c*) Expunerea prin mască. (*d*) Developarea fotorezistului. (*e*) Corodarea SiO_2 şi îndepărtarea fotorezistului. (*f*) Predifuzia şi difuzia impurităţilor.

Deoarece scopul final al acestui proces constă în realizarea unor arii neacoperite de SiO_2, următoarea etapă o constituie corodarea oxidului. Placheta este cufundată într-o soluţie de corodare, care conţine de obicei acid fluorhidric. În regiunile în care fotorezistul a fost îndepărtat, oxidul este corodat lăsând accesibilă suprafaţa siliciului. Fotorezistul care a rămas este îndepărtat chimic, placheta rămânând cu găuri, sau „ferestre", în oxid în locurile dorite (vezi fig. 2.7*e*). Placheta este supusă unei etape de predepunere şi difuzie în locurile în care oxidul a fost îndepărtat formându-se regiuni de tip *p* (vezi fig. 2.7*f*).

În unele cazuri predepunerea localizată a impurităţilor în imediata vecinătate a suprafeţei siliciului se realizează prin implantare de ioni (vezi *Secţiunea 2.2.6*). Introducerea impurităţilor prin implantare se realizează de multe ori direct prin stratul de oxid astfel că în această situaţie etapa de corodare a oxidului nu mai este necesară.

Dimensiunile minime ale regiunii difuzate, care se pot obţine fără probleme prin această tehnică în tehnologia de dispozitive, s-au micşorat în timp, fiind în prezent de aproximativ 0,5 μm$\times$0,5 μm. Numărul unor astfel de regiuni difuzate care pot fi formate simultan se poate calcula dacă se ţine cont că placheta utilizată în fabricaţia de circuite integrate are o formă rotundă, cu un diametru de 3—8 inch şi o grosime de 250 μm. Rezultă că numărul de joncţiuni *pn* — cu dimensiunile 0,5 μm$\times$0,5 μm, având între ele un spaţiu de 0,5 μm — care se pot forma pe o astfel de plachetă este de ordinul a 10^{10}.

Desigur că în circuitele integrate reale pentru formarea unor structuri mult mai complexe — cum ar fi de exemplu tranzistoarele — se utilizează mai multe etape de mascare şi difuzie. Punctul cheie îl constituie însă faptul că fotolitografia este capabilă să definească pe suprafaţa plachetei un număr mare de dispozitive, toate aceste dispozitive fiind fabricate simultan şi în cantităţi mari. Ca urmare costul etapelor de fotomascare şi difuzie care revine unei plachete se împarte între dispozitivele sau circuitele de pe plachetă. Capacitatea de a fabrica dintr-o dată sute sau mii de dispozitive constituie de fapt cheia avantajului economic al tehnologiei circuitelor integrate.

2.2.5 Creşterea epitaxială

Primele tranzistoare planare şi primele circuite integrate foloseau în procesul de fabricaţie numai etape de fotomascare şi de difuzie. A devenit repede evident că circuitele integrate realizate numai prin difuzie manifestă însă limitări severe în comparaţie cu componentele discrete de circuit. De exemplu în tranzistorul triplu difuzat ilustrat în fig. 2.8, regiunea colectorului este formată printr-o difuzie de tip *n*, în placheta de tip *p*. Dezavantajele acestei structuri sunt date de valoarea mare a rezistenţei serie a colectorului şi de valoarea scăzută a tensiunii de străpungere colector-emitor. Rezistenţa serie este mare deoarece concentraţia de impurităţi — în porţiunea de sub joncţiunea colector-bază — a difuziei de colector este mică, rezultând o regiune de rezistivitate mare. Tensiunea de străpungere este mică deoarece lângă suprafaţă concentraţia de impurităţi din colector este relativ mare; ca urmare în zona de la suprafaţă, după cum s-a descris în *Capitolul 1*, rezultă o valoare mică a tensiunii de străpungere între difuzia de colector şi cea de bază.

Deci profilul de concentraţii dat de colectorul difuzat este foarte dezavantajos. Ceea ce se cere de fapt este o concentraţie mică la joncţiunea colector-bază pentru a avea o tensiune de străpungere mare, şi o concentraţie mare sub joncţiune pentru a se obţine o rezistenţă de colector mică. Cum un astfel de profil de concentraţie nu poate fi realizat numai prin difuzii, a fost necesar să se facă apel şi la tehnicile de creştere epitaxială.

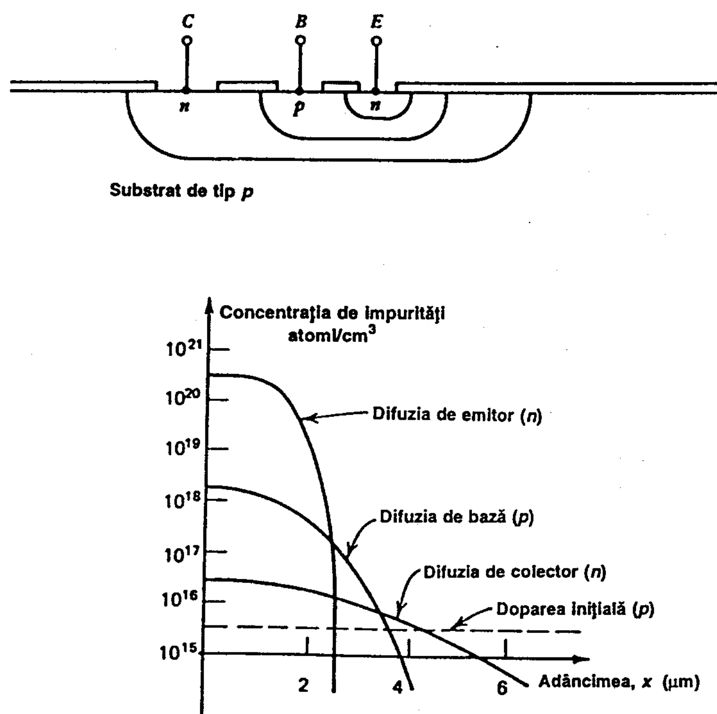


Fig. 2.8 Tranzistorul triplu difuzat şi profilul concentraţiei de impurităţi care rezultă.

Creşterea epitaxială (denumită pe scurt şi creştere epi) constă din formarea pe suprafaţa plachetei a unui strat de siliciu monocristalin astfel încât structura cristalină a siliciului să fie continuă la interfaţă. Concentraţia de impurităţi din stratul epitaxial poate fi controlată independent de concentraţia substratului, putând fi mai mare sau mai mică. În plus, stratul epitaxial este de multe ori de un tip de conductivitate opus tipului de conductivitate al substratului pe care este crescut. Grosimea stratului epitaxial utilizat în fabricaţia circuitelor integrate variază de la 1 μm la 20 μm. Creşterea stratului se realizează prin plasarea plachetei într-o atmosferă de tetraclorură de siliciu ($SiCl_4$) sau silan (SiH_4) la temperatură ridicată. Are loc o reacţie chimică prin care rezultă siliciu care se depune pe suprafaţa plachetei. Dacă condiţiile de lucru sunt controlate corespunzător stratul de siliciu care creşte pe suprafaţa plachetei are o structură cristalină cu foarte puţine defecte. Un astfel de strat este potrivit ca material de start pentru fabricaţia tranzistoarelor bipolare. Epitaxia este utilizată şi în unele procese CMOS şi în majoritatea proceselor BiCMOS.

2.2.6 Implantarea de ioni

Implantarea de ioni este o tehnică care permite introducerea directă a atomilor de impuritate într-o plachetă de siliciu[5,6].

Placheta se plasează într-o incintă vidată, iar ionii speciei dorite de impurităţi sunt trimişi spre plachetă cu viteză mare. Aceşti ioni pătrund în siliciu pe o adâncime a cărei valoare medie poate varia, în funcţie de viteza cu care lovesc placheta, de la mai puţin de 0,1 μm până la aproximativ 0,6 μm. Placheta este apoi menţinută o perioadă de timp la o temperatură moderată (de exemplu 10 minute la 800°C) pentru a permite ionilor să devină mobili şi să se aşeze la locurile potrivite în reţeaua cristalului. Această etapă, denumită *călire*, este esenţială deoarece permite refacerea reţelei care a avut de suferit din cauza implantării.

Avantajele principale ale implantării ionice faţă de difuzia convenţională sunt: (1) în cristal pot fi introduse în mod reproductibil cantităţi mici de impurităţi şi (2) cantitatea de impurităţi introdusă în cristal pe unitatea de arie poate fi controlată foarte precis. În plus, adâncimea de pătrundere a impurităţilor poate fi făcută să fie foarte uniformă pe toată placheta. O proprietate utilă suplimentară a straturilor implantate ionic, care permite fabricaţia de structuri implantate de tranzistoare bipolare şi cu efect de câmp cu grilă-joncţiune cu caracteristici care sunt semnificativ mai bune decât acelea ale dispozitivelor difuzate, este aceea că — spre deosebire de straturile difuzate — maximul profilului concentraţiei de impurităţi se poate plasa sub suprafaţa siliciului. Implantarea de ioni este aplicată extensiv în tehnologiile MOS în care este necesară introducerea la suprafaţa plachetei a unei mici cantităţi de impurităţi, bine controlate, pentru ajustarea valorii tensiunii de prag a tranzistoarelor, după cum s-a arătat în *Secţiunea 1.7.*

2.2.7 Oxidarea localizată

În multe cazuri, atât în tehnologiile MOS cât şi în cele bipolare, este necesară realizarea pe suprafaţa cipului a unor zone acoperite de un strat relativ subţire de oxid care sunt adiacente altor zone acoperite de un strat de oxid relativ gros.

Tipic, zonele acoperite cu oxid subţire formează regiunea activă a dispozitivului, iar cele acoperite cu oxid gros regiunile prin intermediul cărora se realizează izolarea electrică a dispozitivelor din circuitul integrat. De asemenea este necesar ca tranziţia între zonele acoperite cu oxid gros şi zonele acoperite cu oxid subţire să se facă fără ca să apară salturi verticale mari, astfel încât traseele de metalizare sau alte straturi care sunt depuse ulterior pe cip să se afle pe o suprafaţă relativ plană. Aceste obiective se pot realiza prin oxidarea localizată a suprafeţei cipului. În procesul de oxidare localizată starea iniţială a plachetei este indicată în fig. 2.9*a*: placheta este acoperită cu un strat subţire de oxid. Pe plachetă se depune apoi un strat de nitrură de siliciu (SiN) care este ulterior îndepărtat, printr-un proces de mascare, din zonele în care se va forma stratul de oxid gros (vezi fig. 2.9*b*). Nitrura de siliciu constituie o barieră care împiedică atomii de oxigen să ajungă la interfaţa Si-SiO_2; în acest fel este împiedicată creşterea oxidului pe ariile acoperite cu nitrură. Ca urmare, în următoarea etapă a procesului (o oxidare de durată mare la temperatură ridicată) în regiunile în care nu există nitrură creşte un oxid gros, iar în regiunile acoperite cu nitrură nu creşte oxid.

Geometria care rezultă după această oxidare şi după îndepărtarea nitrurii este prezentată în fig. 2.9*c*. Se observă că regiunea de tranziţie între zonele cu oxid gros şi zonele cu oxid subţire este relativ netedă. Totodată înălţimea regiunii de tranziţie (denivelarea) este mai mică decât diferenţa între grosimea oxidului gros şi grosimea oxidului subţire, deoarece pentru formarea oxidului gros s-a consumat siliciu din substrat.

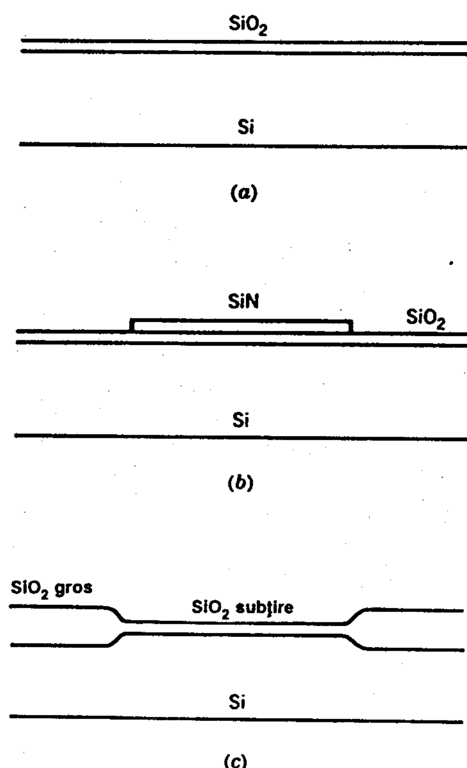


Fig. 2.9 Procesul de oxidare localizată. Secţiune transversală prin plachetă: (*a*) înainte de depunerea nitrurii, (*b*) după depunerea nitrurii şi procesul de mascare, (*c*) după oxidare şi îndepărtarea nitrurii.

2.2.8 Depunerea siliciului policristalin

În multe din tehnologiile de fabricaţie se folosesc straturi de siliciu policristalin care sunt depuse în cursul procesului. După depunerea pe plachetă a stratului de siliciu policristalin definirea detaliilor de interes (electrozii de grilă ai tranzistoarelor MOS, emitoarele tranzistoarelor bipolare, rezistoare, punţi fuzibile şi straturi de interconectare) se realizează prin intermediul unui proces de mascare. Rezistenţa pe pătrat a straturilor de siliciu policristalin poate fi controlată prin dopare, asemănător cu cazul siliciului, plasându-se într-o gamă de valori care începe de la 20 Ω/□ şi ajunge până la valori foarte mari. Procesele folosite pentru depunerea acestor straturi sunt foarte asemănătoare cu acelea folosite pentru epitaxie. Totuşi, deoarece depunerea se realizează de obicei peste un strat de dioxid de siliciu, stratul depus nu mai este o continuare a substratului monocristalin, ci are o structură granulară sau policristalină. Unele procese tehnologice MOS pot avea până la trei straturi diferite de siliciu policristalin, separate unul de celălalt prin straturi de dioxid de silicu.

2.3 FABRICAŢIA CIRCUITELOR INTEGRATE BIPOLARE DE TENSIUNE MARE

Procesele de fabricaţie a circuitelor integrate au evoluat extrem de mult faţă de starea existentă în momentul inventării procesului planar. Această evoluţie a fost propulsată de progresele fotolitografiei, ale tehnicilor de fabricaţie şi de tendinţa de micşorare a valorii tensiunii de alimentare a sistemelor electronice. Progresele în domeniul fotolitografiei au condus la reducerea dimensiunii detaliului minim de la nivelul zecilor de μm la nivelul submicronic. Implantarea de ioni a ajuns tehnica dominantă de predepunere a atomilor de impuritate datorită controlul precis pe care îl permite. În prezent tensiunile de alimentare ale multor circuite sunt de ± 5 V sau de ± 3 V în loc de ± 15 V (± 18 V în cazul cel mai defavorabil), valori folosite înainte pentru a se obţine o gamă dinamică maximă pentru circuitele integrate de sine stătătoare, de exemplu amplificatoarele operaţionale. Micşorarea tensiunilor de lucru permite atât obţinerea unei împachetări mai compacte a dispozitivelor de pe cip cât şi realizarea unor structuri mai superficiale capabile să lucreze la frecvenţe mai înalte. Aceasta se datorează faptului (vezi *Capitolul 1*) că la tensiuni mai mici regiunile de sarcină spaţială ale joncţiunilor sunt mai înguste. Ca urmare procesele moderne de fabricaţie a circuitelor integrate pentru frecvenţe foarte înalte au fost proiectate pentru funcţionarea dispozitivelor la tensiuni de alimentare de 5 V sau mai mici; ele nu sunt în general utilizabile la tensiuni de alimentare mai mari. Această situaţie reflectă compromisul fundamental care există între performanţele de frecvenţă şi tensiunea de străpungere a dispozitivelor realizate printr-un proces tehnologic particular.

În această secţiune se vor prezenta la început etapele tehnologice de fabricaţie ale procesului de fabricaţie a circuitelor integrate de tensiune mare care folosesc izolarea cu joncţiuni. Acesta a fost procesul tehnologic primar; descrierea sa va fi utilizată pentru ilustrarea metodelor de bază de fabricaţie a circuitelor integrate. Diferite variante ale acestui proces sunt încă utilizate pentru fabricaţia circuitelor integrate de tensiune mare.

Producerea unui circuit integrat bipolar complet implică o succesiune de şase până la opt procese de mascare şi de difuzie, de tipul acelora discutate anterior.

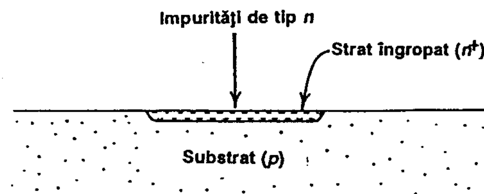


Fig. 2.10 Difuzia de strat îngropat.

Materialul de start este o plachetă din siliciu care are în mod obişnuit o grosime de 250 μm şi o concentraţie de impurităţi de aproximativ 10^{16} atomi/cm^3. În continuare se va descrie succesiunea de etape de difuzie necesară pentru formarea unui tranzistor *npn* dintr-un circuit integrat.

Prima mască şi prima difuzie (vezi fig. 2.10) servesc pentru formarea unui strat de tip *n* de rezistenţă mică, denumit strat îngropat, care în structura finală a tranzistorului va constitui o cale de mică rezistenţă pentru curgerea curentului de colector. Această etapă se numeşte *difuzia de strat îngropat*. Rezistenţa pe pătrat a stratului îngropat se plasează în gama 20—50 Ω/□. Impurităţile folosite pentru difuzia stratului îngropat sunt de obicei arsenul sau stibiul deoarece — fiind difuzanţi lenţi — redistribuirea concentraţiei mari de impurităţi din stratul îngropat în cursul etapelor ulterioare ale procesului nu este prea amplă. După etapa de strat îngropat, placheta este complet dezoxidată şi se creşte un strat epitaxial de tip *n* (vezi fig. 2.11). Deoarece regiunea de colector a tranzistoarelor este formată stratul epitaxial grosimea şi concentraţia sa de impurităţi determină tensiunea de străpungere colector-bază a tranzistoarelor din circuit.

De exemplu, dacă circuitul trebuie să funcţioneze la o tensiune de alimentare de 36 V, tranzistoarele trebuie să aibă o tensiune de străpungere BV_{CEO} mai mare decât această valoare. După cum s-a arătat în *Capitolul 1*, acest fapt implică o valoare a tensiunii de străpungere în zona plană a joncţiunii colector-bază de câteva ori mai mare ca 36 V datorită efectelor date de multiplicarea în avalanşă în colector. Pentru $BV_{CEO}=36$ V, este necesară o tensiune de străpungere în zona plană a joncţiunii colector-bază de aproximativ 90 V, valoare care implică o concentraţie de impurităţi în colector de aproximativ 10^{15} atomi/cm^3 şi corespunzător o rezistivitate de 5 Ωcm. Rezultă că grosimea stratului epitaxial trebuie să fie suficient de mare astfel încât să fie compatibilă cu extinderea regiunii golite a joncţiunii colector-bază. Utilizând rezultatele din *Capitolul 1* se poate arăta că grosimea stratului golit este de aproximativ 6 μm la o tensiune de 36 V. În cursul etapelor ulterioare ale procesului stratul îngropat difuzează în stratul epitaxial pe o distanţă de aproximativ 8 μm, iar difuzia de bază are o adâncime de aproximativ 3 μm. Rezultă că pentru un circuit de 36 V, este necesar ca stratul epitaxial să aibă o grosime de minimum 17 μm.

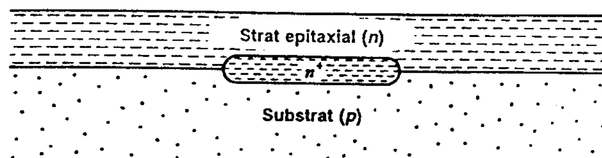


Fig. 2.11 Placheta de circuit integrat bipolar după creşterea epitaxială.

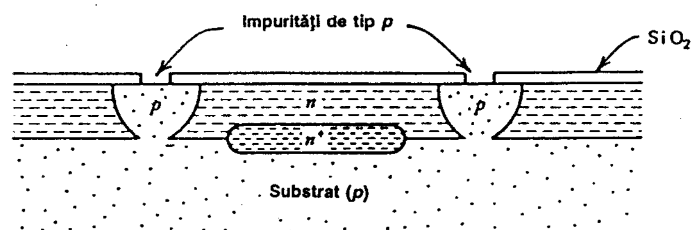


Fig. 2.12 Structura după difuzia de izolare.

În cazul circuitelor care lucrează cu tensiuni mai mici de alimentare se folosesc straturi epitaxiale mai subţiri şi mai puternic dopate deoarece în acest fel, după cum se va arăta ulterior, se reduce rezistenţa serie a colectorului. După creşterea epitaxială, pe suprafaţa stratului epitaxial se creşte un strat de oxid. Se realizează o nouă etapă de mascare şi de predepunere şi difuzie de bor (tip *p*), obţinându-se structura din fig. 2.12. Funcţia pe care o îndeplineşte această difuzie *p* este de a izola unele de altele colectoarele tranzistoarelor, prin intermediul unor joncţiuni *pn* polarizate invers. Din acest motiv această difuzie se numeşte *difuzie de izolare*. Deoarece este o difuzie adâncă (trebuie să penetreze stratul epitaxial) ea necesită o durată de câteva ore la temperaturi de aproximativ 1200°C. Rezistenţa pe pătrat a difuziei de izolare este de 20—40 Ω/□.

În etapa următoare se realizează mascarea, predepunerea şi difuzia bazei (vezi fig. 2.13). Difuzia bazei este în mod obişnuit o difuzie de bor. Rezistenţa pe pătrat a difuziei de bază este de 100—300 Ω/□, joncţiunea colector-bază plasându-se la sfârşitul procesului la o adâncime de 1—3 μm. Deoarece prin această difuzie nu se formează numai regiunea de bază a tranzistoarelor, ci şi o mare parte din rezistoarele circuitului integrat, controlul valorii rezistenţei pe pătrat este important.

După difuzia de bază, printr-o nouă etapă de mascare, predepunere şi difuzie de impurităţi de tip *n* se formează emitoarele tranzistoarelor (vezi fig. 2.14). Rezistenţa pe pătrat este de 2—10 Ω/□, iar adâncimea de difuzie de 0,5—2,5 μm. Această etapă de difuzie este utilizată şi pentru formarea unei regiuni n^+ cu o concentraţie mare de impurităţi pe locul unde va fi contactul de colector. În acest fel contactul dintre metalizarea de aluminiu şi această zonă de mare concentraţie devine ohmic (contactul direct aluminiu-strat epitaxial de mică concentraţie nu este ohmic).

Următoarea etapă de mascare, mascarea pentru contacte, este utilizată pentru a deschide găuri (ferestrele de contact) în oxid în zonele de emitor, bază, colector ale tranzistoarelor pentru a se putea realiza contactele eléctrice.

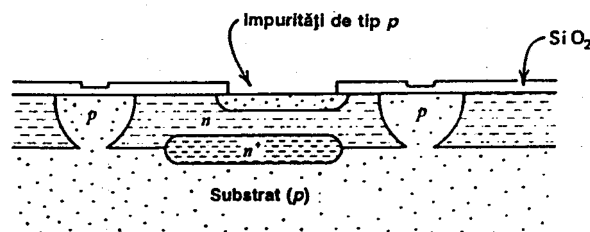


Fig. 2.13 Structura după difuzia de bază.

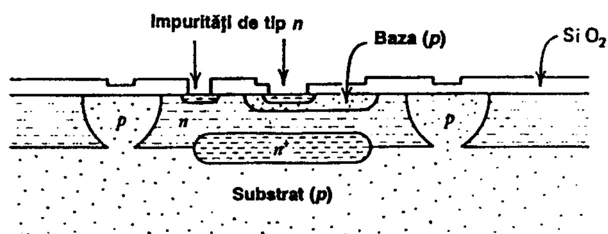


Fig. 2.14 Structura după difuzia de emitor.

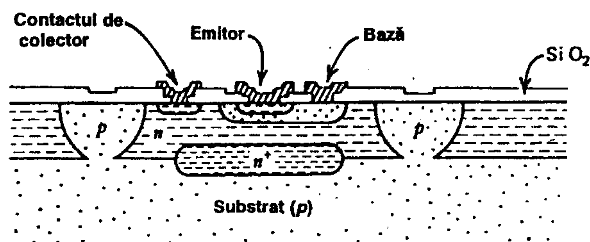


Fig. 2.15 Structura finală după deschiderea ferestrelor de contact şi de metalizare.

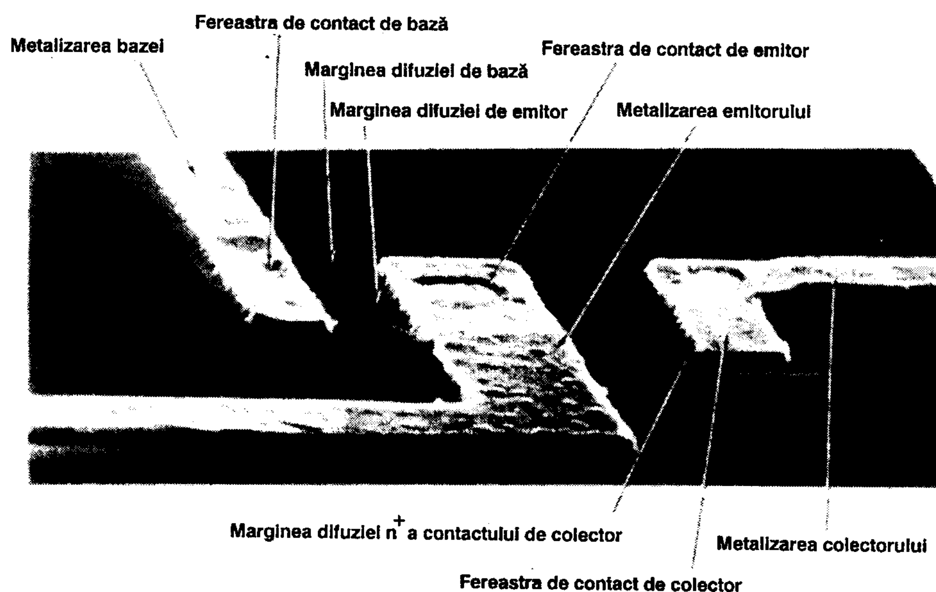


Fig. 2.16 Imaginea unei structuri de tranzistor *npn* obţinută la microscopul cu baleiaj de electroni.

Ferestre de contact se deschid şi pentru componentele pasive de pe cip. Întreaga plachetă este acoperită apoi cu un strat subţire (cu o grosime de aproximativ 1 μm) de aluminiu care va interconecta elementele circuitului. Definirea traseelor de metalizare se realizează prin ultima etapă de mascare. Aluminiul este corodat în zonele în care fotorezistul a fost îndepărtat la developare.

Structura finală este prezentată în figura 2.15. O fotografie la microscop a unei structuri reale de acelaşi tip este dată în fig. 2.16. Denivelările de pe suprafaţa plachetei sunt un rezultat al faptului că în fiecare etapă de difuzie se creşte un oxid suplimentar, astfel că oxidul are grosimea cea mai mare deasupra regiunii epitaxiale (unde oxidul nu a fost îndepărtat), este mai puţin gros deasupra regiunilor de izolare şi de bază (oxidul de pe aceste zone a fost îndepărtat la mascarea bazei) şi este cel mai subţire peste regiunea emitorului. Un profil tipic al concentraţiei de impurităţi pentru un circuit integrat analogic, de tensiune mare, cu difuzii adânci este dat în fig. 2.17.

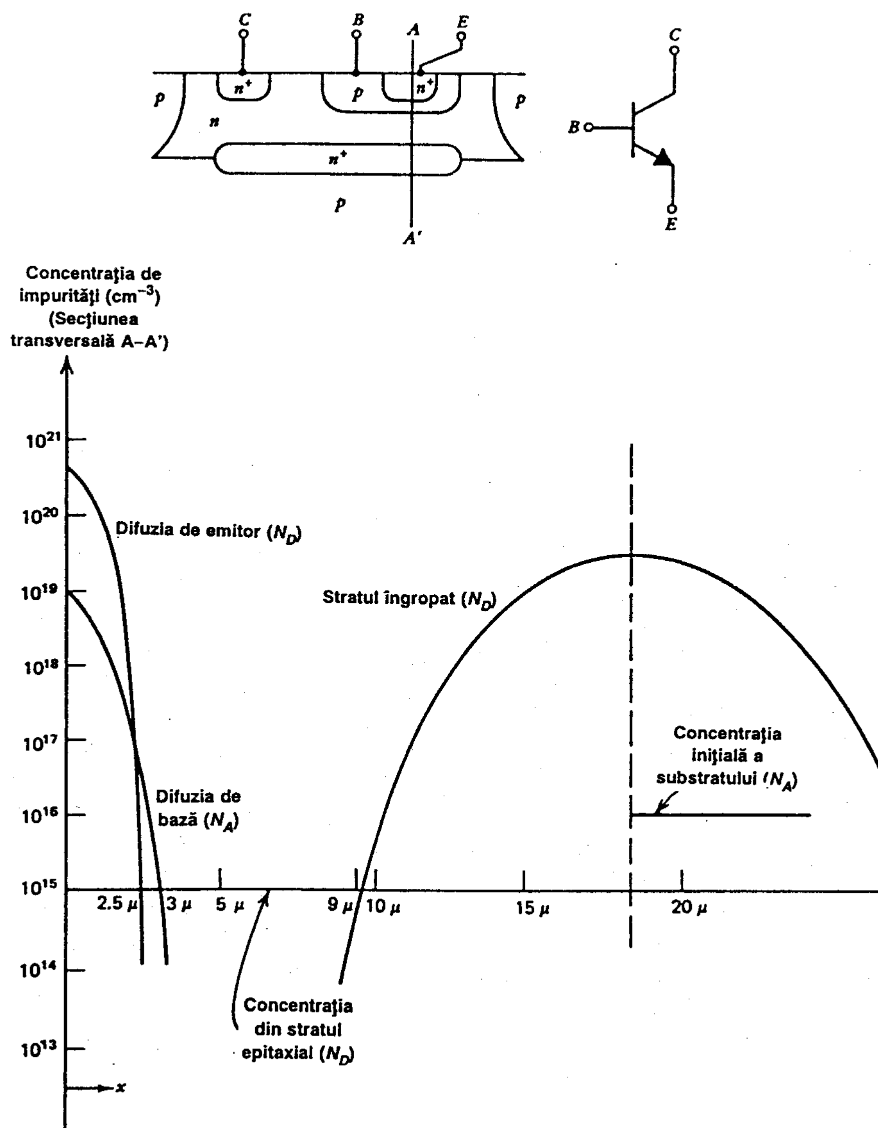


Fig. 2.17 Profilul tipic al concentraţiei de impurităţi pentru un tranzistor monolitic *npn* obţinut printr-un proces de tensiune mare cu difuzii adânci.

Succesiunea de etape descrisă anterior permite fabricaţia simultană a unui număr mare (câteva mii) de circuite complexe pe o plachetă.

Procesul continuă cu testarea electrică la nivel de plachetă a circuitelor. Placheta este introdusă într-un testor care verifică specificaţiile electrice pentru fiecare circuit în parte. Circuitele care nu întrunesc specificaţiile electrice necesare se marchează cu un punct de cerneală.

Placheta este separată apoi în circuite individuale prin tăiere sau prin zgâriere şi rupere de-a lungul zgârieturilor. Bucăţile de siliciu care rezultă şi care conţin fiecare un circuit se numesc *cipuri* (la singular *cip*)*. Fiecare cip bun (care se recunoaşte după faptul că nu este marcat cu cerneală) este încapsulat, după care este gata pentru sortarea finală.

2.4 PROCESE TEHNOLOGICE AVANSATE PENTRU FABRICAŢIA CIRCUITELOR INTEGRATE BIPOLARE

O mare parte a circuitelor integrate analogice fabricate în prezent este produsă folosindu-se procesul tehnologic fundamental, descris în secţiunea anterioară, sau variante ale sale. Procesul este relativ simplu şi de cost scăzut. Totuşi multe din aplicaţiile de circuit importante din punct de vedere comercial au impus creşterea continuă a performanţelor de frecvenţă fapt reflectat direct în cerinţa de a se realiza tehnologic tranzistoare cu performanţe de frecvenţă tot mai bune. Cerinţa de creştere a vitezei impune o structură de tranzistor având o bază mai subţire (pentru reducerea timpului de tranzit) şi dimensiuni globale mai mici (pentru reducerea capacităţilor parazite). Micşorarea dimensiunilor dispozitivului impune şi scăderea proporţională a lăţimii regiunilor de sarcină spaţială, scădere care la rândul ei cere utilizarea unor tensiuni de lucru mai mici şi creşterea concentraţiilor de impurităţi din structură.

Pentru realizarea acestor cerinţe a fost dezvoltată o clasă de tehnologii bipolare care, în comparaţie cu procesul de tensiune înaltă descris în secţiunea precedentă, folosesc un strat epitaxial mai subţire şi mai puternic dopat, izolarea cu oxid şi nu cu joncţiuni polarizate invers şi un strat de siliciu policristalin care serveşte ca sursă pentru doparea emitorului. Având în vedere importanţa tot mai mare pe care o capătă această clasă de procese bipolare în secţiunea de faţă se descriu etapele tehnologice ale unui astfel de proces.

Punctul de pornire al acestui proces este similar cu acela al procesului convenţional: în substratul de tip p se formează, printr-o etapă de mascare şi implantare, stratul îngropat n^+, puternic dopat. După această etapă se creşte un strat epitaxial subţire, cu o grosime de ordinul unui μm şi o rezistivitate de aproximativ 0,5 Ωcm. Rezultatul obţinut după aceste etape este prezentat printr-o secţiune transversală prin plachetă, dată în fig. 2.18.

Urmează o etapă de oxidare localizată prin care se formează regiunile care vor realiza izolarea tranzistoarelor de vecinii lor şi a contactului de colector de restul tranzistorului. Această etapă de oxidare este similară cu cea descrisă în *Secţiunea 2.2.7* cu excepţia faptului că înainte de creşterea stratului de SiO_2 gros (oxidul de izolare) siliciul se corodează selectiv, numai în regiunile în care va fi crescut oxidul gros. Dacă nu s-ar face această corodare, în regiunile în care are loc creşterea oxidului de izolare s-ar forma denivelări ale suprafeţei plachetei.

---

* În literatura de limbă engleză se utilizează şi denumirea de *die*, la plural *dice* (n.t.).

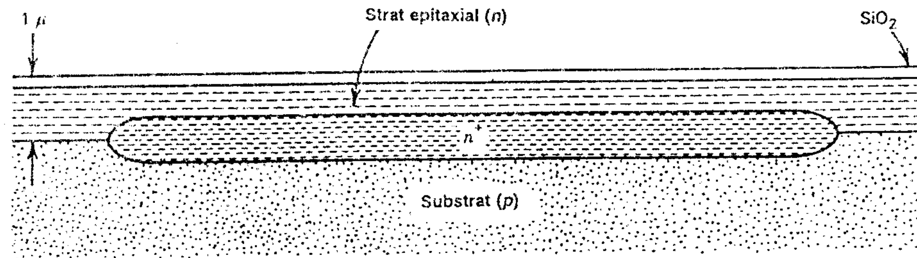


Fig. 2.18 Secţiunea transversală a dispozitivului după procesul de mascare şi implantare de strat îngropat şi creşterea stratului epitaxial.

Aceste denivelări fac ca grosimea straturilor de metal şi de siliciu poli care sunt depuse ulterior să nu fie uniformă (acoperirea suprafeţei nu este uniformă). Corodarea siliciului face ca după creşterea oxidului de izolare suprafaţa să fie aproape plană, eliminându-se astfel în etapele ulterioare ale procesului problemele de acoperire datorate denivelărilor de pe suprafaţa plachetei.

Structura care rezultă după această etapă este prezentată în fig. 2.19. De observat că oxidul de izolare se extinde până la substratul de tip p, izolând astfel între ele regiunile epi de tip n. Pentru aceste regiuni se foloseşte deseori şi denumirea de „şanţuri".

Deoarece creşterea unui strat de oxid mai gros de 1 μm necesită timpi nepractic de lungi, această metodă de izolare se foloseşte numai pentru structurile de tranzistoare foarte superficiale.

În continuare se realizează două etape de mascare şi implantare. În zona corespunzătoare contactului de colector se face o implantare n^+, de doză mare, care este apoi redistribuită prin difuzie până atinge stratul îngropat, obţinându-se astfel o cale de mică rezistenţă către colector. Zona bazei este definită printr-o a doua mască, baza subţire de tip p fiind creată prin implantare. Structura care rezultă este prezentată în fig. 2.20.

O problemă dificilă legată de fabricaţia acestui tip de tranzistor o constituie formarea zonelor foarte subţiri ale bazei şi emitorului şi apoi asigurarea unui contact ohmic de mică rezistenţă la aceste zone. În marea majoritate a cazurilor rezolvarea acestei probleme se face prin utilizarea ca sursă de dopare a siliciului policristalin.

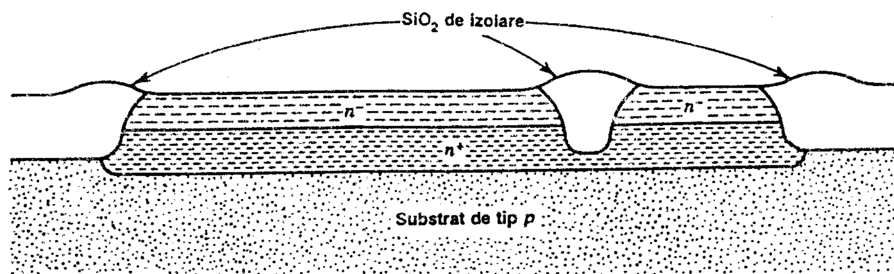


Fig. 2.19 Secţiunea transversală a dispozitivului după corodarea selectivă şi oxidarea prin care se formează oxidul gros.

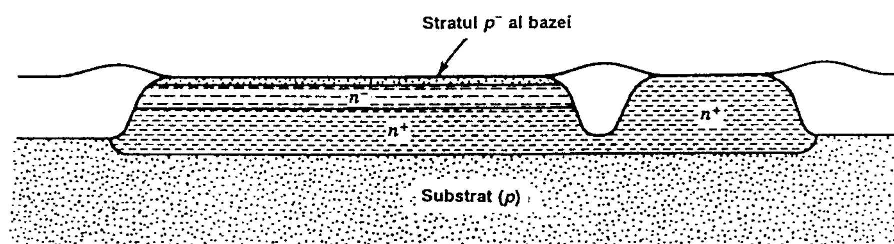


Fig. 2.20 Secţiunea transversală a dispozitivului după mascarea, implantarea şi difuzia regiunii n^+ a colectorului şi mascarea şi implantarea regiunii de tip p a bazei.

Se depune un strat n^+ de polisiliciu* care este mascat pentru a fi apoi corodat selectiv, astfel ca să rămână numai în zonele de deasupra emitorului. În cursul etapelor de temperatură ridicată care urmează, dopantul (de obicei arsenicul) difuzează din siliciul poli în siliciu formând regiunea foarte subţire şi puternic dopată a emitorului. După depunerea siliciului poli se face o implantare p de concentraţie mare, care conduce la formarea în toată regiunea bazei, cu excepţia zonelor care se află sub polisiliciu, a unui strat p mult mai puternic dopat; polisiliciul este folosit ca o mască care împiedică atomii de bor implantaţi să ajungă în regiunea de sub siliciul policristalin. Structura care rezultă este prezentată în fig. 2.21.

Structura obţinută prin această metodă de formare a zonelor de mică rezistenţă pentru contactarea bazei se numeşte *structură autoaliniată,* deoarece alinierea zonei bazei faţă de emitor se realizează automat şi nu depinde de precizia de aliniere a măştilor. Aceeaşi modalitate de autoaliniere se foloseşte şi în tehnologia MOS care va fi descrisă ulterior în acest capitol. Structura finală a dispozitivului, după metalizare, este prezentată în fig. 2.22. Deoarece şanţurile sunt umplute cu SiO_2 ferestrele de contact pentru metalizare se pot extinde peste oxid, ceea ce reduce spectaculos dimensiunile minime care pot fi permise pentru zonele de bază şi de colector.

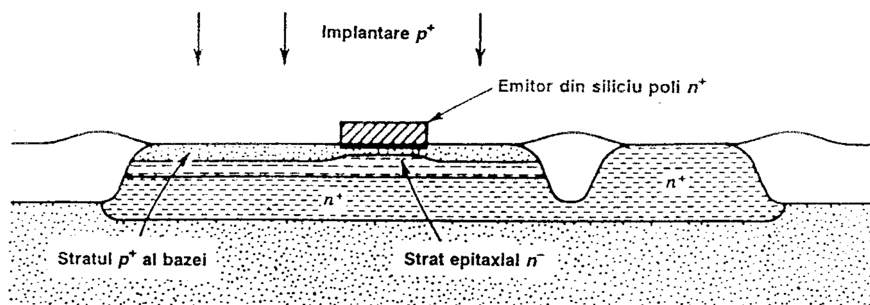


Fig. 2.21 Secţiunea transversală a dispozitivului după depunerea de siliciu poli şi mascare, implantarea cu impurităţi de tip p a bazei şi difuzia termică.

* Pentru siliciul policiristalin se mai folosesc curent, practic cu aceeaşi frecvenţă, şi următoarele denumiri: polisiliciu, siliciu poli şi poli (n.t.).

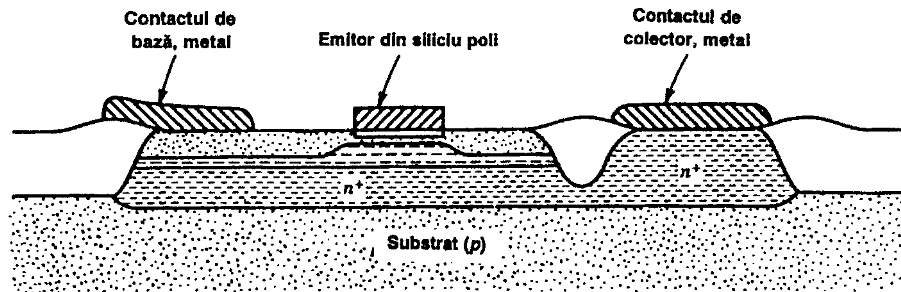


Fig. 2.22 Secţiunea transversală a dispozitivului final. De observat că ferestrele de contact ale bazei şi colectorului se pot extinde peste şanţurile umplute cu oxid. Pentru structura prezentată contactul de emitor va fi realizat pe o extindere a emitorului din polisiliciu în afara regiunii active a tranzistorului permiţând astfel obţinerea unei arii de emitor minim posibilă.

Toată aria de siliciu şi polisiliciu liberă de oxid este acoperită de un strat de siliciură de mare conductivitate pentru a reduce la minim rezistenţele serie şi de contact. Pentru tranzistorul de dimensiuni minime contactul la emitor este realizat prin extinderea polisiliciului către o zonă aflată în afara ariei active a tranzistorului şi formarea contactului în acea zonă, la polisiliciu. O fotografie a unui astfel de tranzistor este prezentată în fig. 2.23.

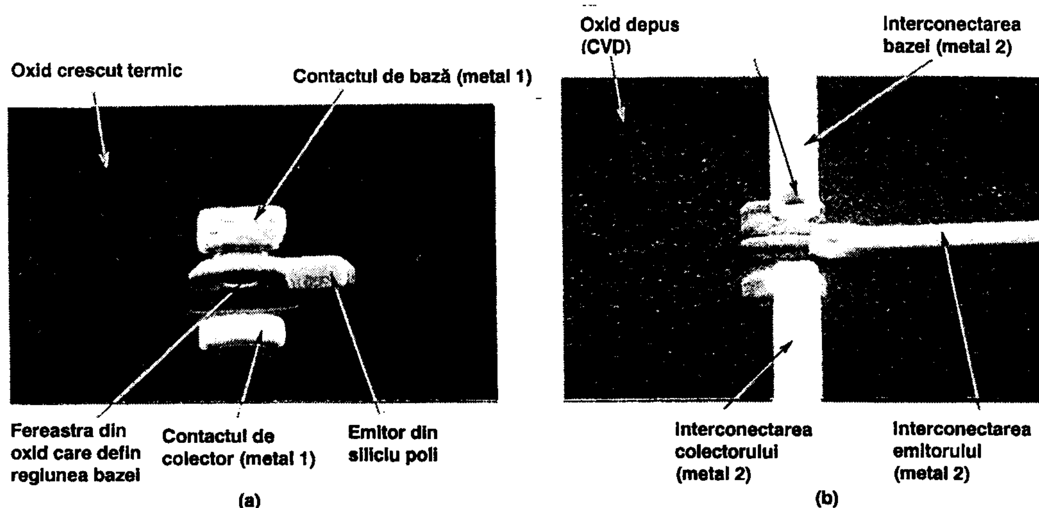


Fig. 2.23. Imagini obţinute cu microsopul cu fascicul de electroni cu baleiaj a unui tranzistor bipolar realizat într-un proces avansat cu izolare cu oxid şi cu emitor din polisiliciu. (*a*) După definirea emitorului din polisiliciu şi realizarea contactului la bază şi colector cu primul nivel de metal. Emitorul din polisiliciu are o lăţime de 1 μm. (*b*) După depunerea oxidului, corodarea ferestrelor de contact şi interconectarea cu cel de al doilea nivel de metal [Fotografiile procesului QUBiC au fost obţinute prin amabilitatea companiei Signetics].

Profilul tipic al concentraţiei de impurităţi pentru un astfel de tranzistor este prezentat în fig. 2.24.

Folosirea unui contact de emitor aflat la distanţă şi conectat prin polisiliciu măreşte însă rezistenţa serie a emitorului astfel că în situaţiile în care se foloseşte un emitor de dimensiuni mai mari sau rezistenţa de emitor este un parametru critic contactul se plasează direct pe emitorul din polisiliciu.

Prin procese[7,8] de fabricaţie a circuitelor integrate, implementate industrial, asemănătoare cu cel descris mai sus, rezultă tranzistoare având valori ale frecvenţei f_T de peste 10 GHz, faţă de valoarea tipică de 500 MHz care se obţine pentru un proces de tensiune mare cu difuzii adânci.

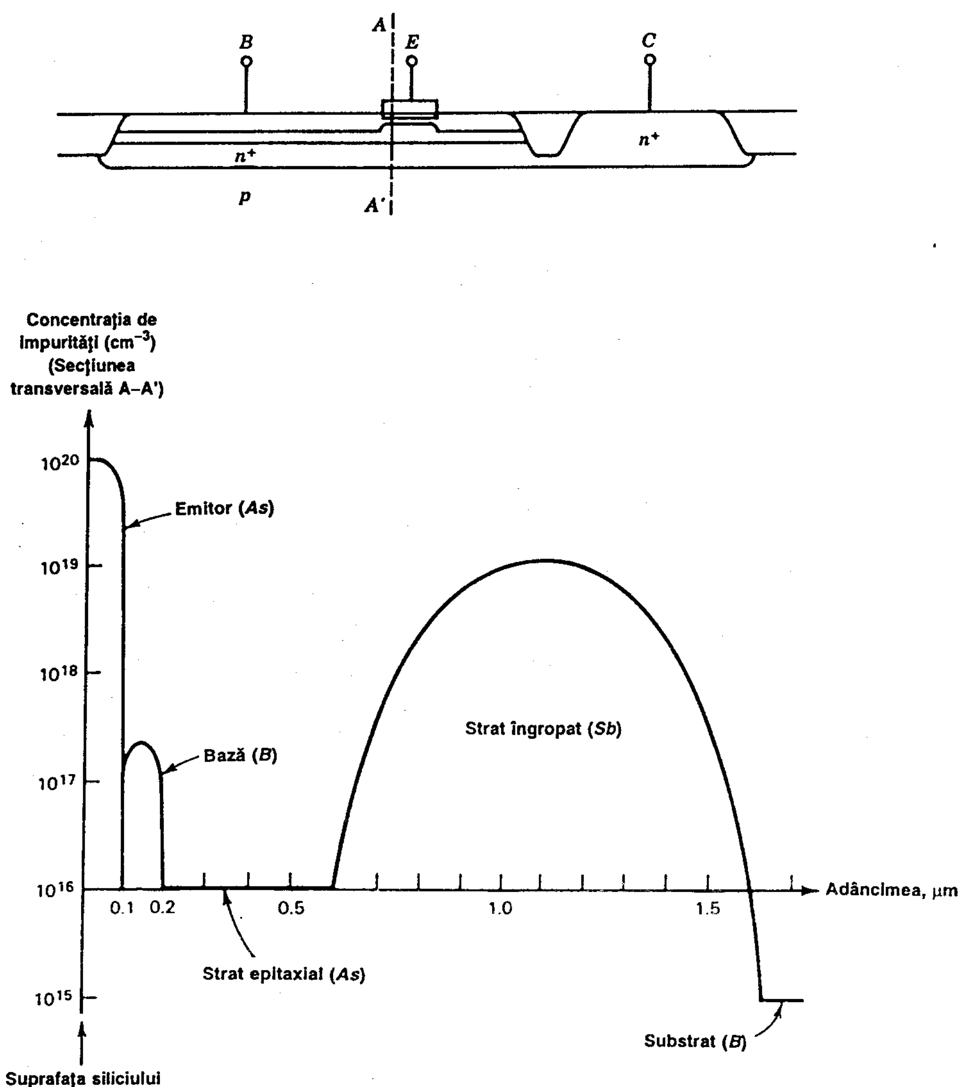


Fig. 2.24 Profilul tipic al concentraţiei de impurităţi pentru un tranzistor superficial izolat cu oxid.

2.5 DISPOZITIVE ACTIVE ÎN CIRCUITELE INTEGRATE ANALOGICE BIPOLARE

Procesul de fabricaţie a circuitelor integrate de tensiune mare descris în secţiunea precedentă constituie o dezvoltare a procesului utilizat pentru fabricaţia tranzistoarelor *npn* dublu-difuzate epitaxiale. Ca urmare, acest proces produce în mod inerent tranzistoare *npn* dublu difuzate cu performanţe relativ ridicate.

Procesele tehnologice avansate duc mai departe îmbunătăţirea tuturor performanţelor tranzistorului, cu excepţia tensiunii de străpungere. În multe circuite analogice în afara tranzistoarelor *npn* sunt necesare însă şi tranzistoarele *pnp*; o dezvoltare importantă în evoluţia tehnologiilor de circuite integrate analogice a constituit-o inventarea unor structuri de dispozitiv care au permis şi realizarea de tranzistoare *pnp* prin tehnologia standard. În această secţiune se vor examina structura şi proprietăţile tranzistoarelor *npn*, *pnp* lateral şi *pnp* de substrat, considerându-se mai ales exemple din procesul de tensiune mare.

Structurile disponibile în tehnologiile mult mai avansate sunt asemănătoare, cu excepţia faptului că răspunsul lor în frecvenţă este, corespunzător, mai bun. În această prezentare se vor include şi parametrii de dispozitiv reprezentativi din aceste tehnologii mai noi.

2.5.1 Tranzistorul *npn* de circuit integrat

Structura unui tranzistor *npn* de circuit integrat de tensiune mare a fost descrisă în secţiunea anterioară. În fig. 2.25 acest tranzistor este prezentat în plan şi în secţiune.

În regiunea activă directă, singura parte activă din punct de vedere electric a structurii (aceea care asigură câştigul în curent) este dată de regiunea bazei care se găseşte sub difuzia de emitor. Restul structurii asigură legătura cu contactele de pe suprafaţă ale celor trei terminale ale tranzistorului şi izolarea faţă de restul de dispozitive aflate pe acelaşi cip. Din punct de vedere electric efectul principal dat de aceste regiuni este acela de a contribui cu rezistenţe şi capacităţi parazite. Pentru a se asigura o descriere corectă a funcţionării la frecvenţe înalte, aceste elemente parazite trebuie să fie incluse în schema echivalentă de semnal mic a dispozitivului.

O deosebire importantă între proiectarea de circuite integrate şi proiectarea de circuite cu componente discrete este aceea că proiectantul de circuite integrate are posibilitatea de a utiliza o geometrie a dispozitivului care este optimizată în mod specific pentru setul particular de condiţii din circuitul dat. Ca urmare rezultă că problema de proiectare a unui circuit include şi o parte de proiectare a dispozitivului. De exemplu, de multe ori este necesar un tranzistor de curent mare pentru a fi utilizat în etajul de ieşire al unui amplificator. Un astfel de tranzistor se poate realiza prin utilizarea unei geometrii mai mari decât geometria standard, tranzistorul fiind de fapt compus din mai multe tranzistoare standard legate în paralel. Geometrie mai mare înseamnă însă, faţă de geometria standard, şi capacităţi bază-emitor, colector-bază şi colector-substrat mai mari, fapt care va trebui luat în consideraţie la analiza răspunsului în frecvenţă al circuitului.

Rezultă că proiectantul de circuite integrate trebuie să fie capabil să determine efectele pe care le introduce modificarea geometriei dispozitivului asupra caracteristicilor sale şi să poată estima parametrii importanţi ai dispozitivului căruia îi cunoaşte structura şi profilul concentraţiei de impurităţi.

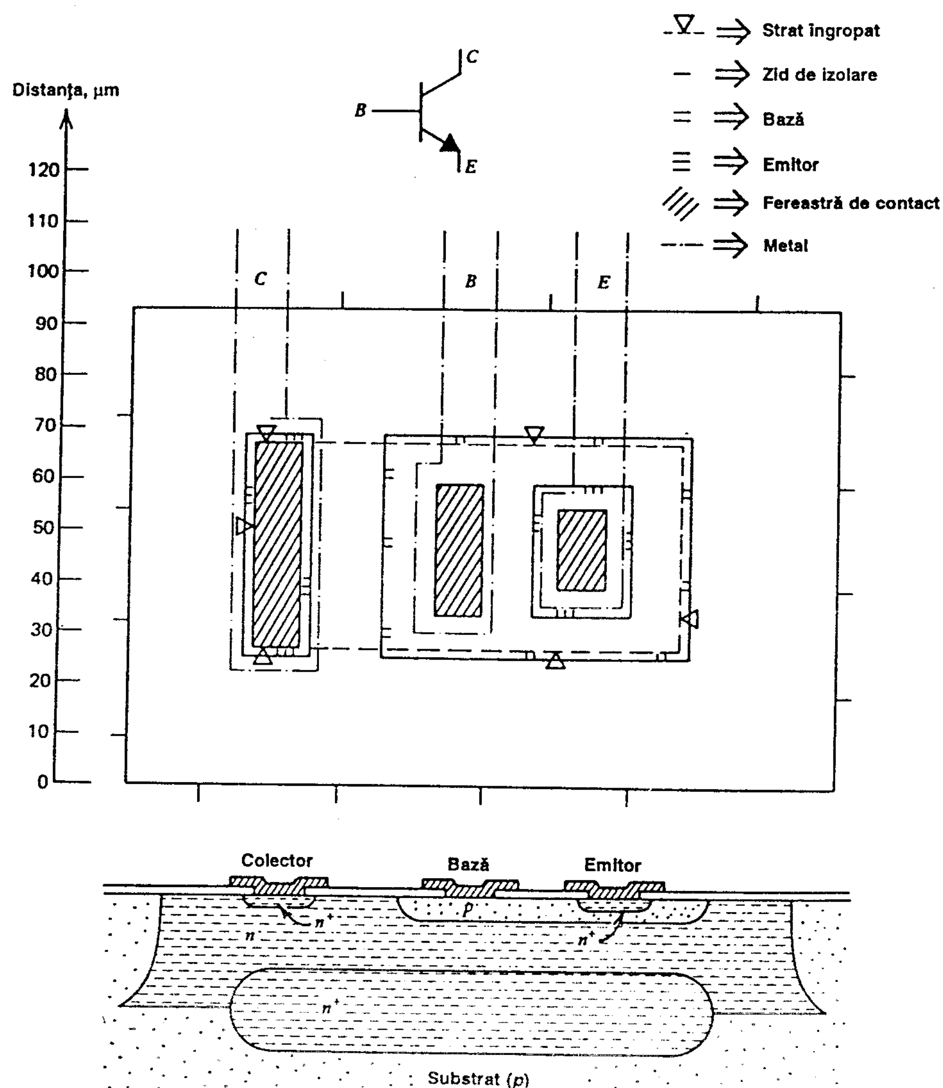


Fig. 2.25 Tranzistorul *npn* de circuit integrat. Codurile fiecărei măşti sunt indicate în partea din dreapta sus a figurii.

Pentru a ilustra o astfel de procedură se vor calcula parametrii de model pentru tranzistorul *npn* din fig. 2.25. Această structură este tipică pentru tranzistoarele de geometrie minimă, din circuitele cu strat epitaxial cu o rezistivitate de 5 Ωcm şi o grosime de 17 µm.

Difuzia de emitor este de 20 µm×25 µm, cea de bază de 45 µm×60 µm, iar garda bază-zid de izolare de [illegible] µm. Dimensiunile totale ale dispozitivului sunt 140 µm×95 µm.

Geometria dispozitivelor destinate pentru rezistivităţi şi grosimi de strat epitaxial de valori mai mici este mult mai mică; garda bază-zid de izolare este dictată de difuzia laterală a regiunii de izolare plus grosimea regiunilor golite asociate joncţiunilor bază-colector şi colector-zid de izolare.

Curentul de saturaţie. În *Capitolul 1* s-a arătat că pentru un tranzistor cu baza gradată curentul de saturaţie este dat de

$$I_S = \frac{qA\overline{D}_n n_i^2}{Q_B} \tag{2.16}$$

unde A este aria joncţiunii emitor-bază, Q_B — numărul total de atomi de impuritate din bază pe unitate de arie, n_i — concentraţia intrinsecă a purtătorilor de sarcină şi $\overline{D}_n$ — coeficientul de difuzie efectiv al electronilor în regiunea bazei tranzistorului. Mărimea Q_B se poate interpreta ca fiind aria cuprinsă sub curba concentraţiei de impurităţi din bază (vezi fig. 2.17). Deşi această mărime se poate găsi grafic, ea se determină mult mai uşor experimental prin măsurarea tensiunii bază-emitor pentru un curent de colector constant. Înlocuind (2.16) în (1.35) se găseşte

$$\frac{Q_B}{\overline{D}_n} = A\frac{qn_i^2}{I_C}\exp\frac{V_{BE}}{V_T} \tag{2.17}$$

mărimea Q_B determinându-se din această relaţie.

■ **EXEMPLU**

Pentru un tranzistor de test având o arie de emitor de 100 μm$\times$100 μm se măsoară o tensiune bază-emitor de 550 mV la un curent de colector de 10 μA. Să se estimeze Q_B dacă T=300 K.

Din *Capitolul 1* se ştie că $n_i = 1{,}5\times10^{10}$ cm^{-3}. Înlocuind în (2.17) se obţine:

$$\frac{Q_B}{\overline{D}_n} = (100\times10^{-2})^2\,\frac{1{,}6\times10^{-19}\times2{,}25\times10^{20}}{10^{-5}}\,e^{550/26} = 5{,}54\times10^{11}\ \text{cm}^{-4}\,\text{s}\ .$$

Pentru nivelele de dopare din bază, o valoare aproximativă a constantei de difuzie a electronilor, $\overline{D}_n$, este:

$$\overline{D}_n = 13\ \text{cm}^2\text{s}^{-1}\ .$$

Deci, pentru acest exemplu

$$Q_B = 5{,}54\times10^{11}\times13\ \text{cm}^{-2} = 7{,}2\times10^{12}\ \text{atomi/cm}^2\ .$$

■

De observat că mărimea Q_B depinde de profilele de difuzie, având deci valori diferite pentru diverse tipuri de proces. În general vorbind, în procesele de fabricaţie destinate pentru tensiuni de lucru mai mici se întâlnesc valori mai mici şi pentru Q_B deoarece se utilizează regiuni de bază mai subţiri. Pentru un proces dat, Q_B poate varia faţă de valoarea nominală cu un factor de doi sau trei, ca urmare a variaţiilor din procesul de difuzie.

Importanţa majoră a valorii numerice a mărimii Q_B constă în aceea că ea permite calculul curentului de saturaţie I_S pentru orice structură de dispozitiv odată ce este cunoscută aria joncţiunii emitor-bază.

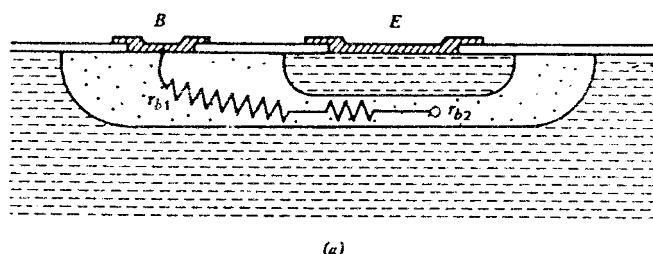


Fig. 2.26a Componentele rezistenţei serie a bazei pentru un tranzistor *npn*.

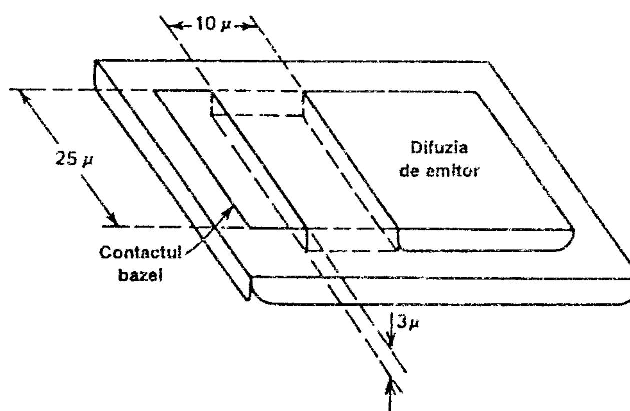


Fig. 2.26b Calculul rezistenţei r_{b1}. Componenta r_{b1} a rezistenţei serie a bazei se poate aproxima ca fiind egală cu rezistenţa blocului paralelipipedic.

Rezistenţa serie a bazei, r_b. Deoarece contactul bazei şi regiunea activă a bazei sunt fizic separate, între ele apare o rezistenţă serie importantă. Această rezistenţă poate avea un efect semnificativ asupra câştigului la frecvenţă înaltă şi asupra performanţelor de zgomot ale tranzistorului. Rezistenţa serie a bazei se compune din două părţi notate r_{b1} şi r_{b2} (vezi fig. 2.26*a*). Rezistenţa r_{b1} corespunde regiunii aflate între contactul bazei şi marginea difuziei de emitor, iar rezistenţa r_{b2} corespunde regiunii aflate între marginea difuziei de emitor şi locul din regiunea activă a bazei prin care trece de fapt curentul de la emitor spre colector.

Componenta r_{b1} se poate estima neglijând efectele de margine şi presupunând că este dată de rezistenţa unui paralelipiped -- după cum se indică în fig. 2.26*b*. Pentru o valoare de 100 Ω/□ a rezistenţei pe pătrat a bazei şi cu dimensiunile tipice date în fig. 2.26*b* se obţine:

$$r_{b1} = \frac{10\,\mu}{25\,\mu}\,100\ \Omega = 40\ \Omega\ .$$

Calculul componentei r_{b2} este mai complicat din cauza mai multor factori. În primul rând, curgerea curentului în această regiune nu este bine modelată de o singură rezistenţă deoarece rezistenţa bazei este distribuită în toată regiunea activă a bazei, efectele bidimensionale fiind astfel importante. În al doilea rând, chiar pentru valori moderate ale curentului, efectul de aglomerare a curentului[9] face ca injecţia din emitor în bază să aibă loc în principal pe

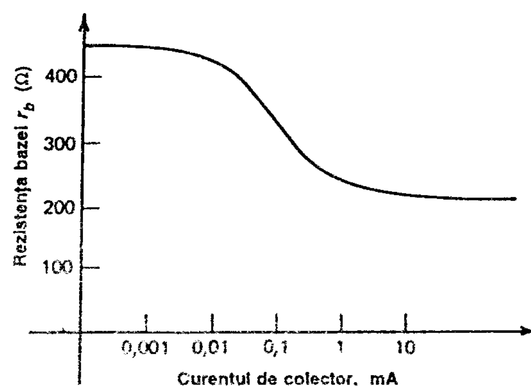


Fig. 2.27 Variația tipică a rezistenței efective de semnal mic a bazei în funcție de curentul de colector pentru un tranzistor *npn* de circuit integrat.

periferia difuziei de emitor. La nivele mari de curent tot curentul curge pe periferia difuziei de emitor, valoarea efectivă a rezistenței r_b tinzând către r_{b1}. În această situație porțiunea din bază care se află direct sub emitor nu mai este implicată în funcționarea tranzistorului. Variația tipică a rezistenței serie a bazei, r_b, în funcție de curentul de colector care se constată pentru tranzistorul *npn* cu geometria din fig. 2.25 este indicată în fig. 2.27.

În cazul tranzistoarelor destinate aplicațiilor de zgomot mic și/sau de frecvență înaltă, este important ca r_b să aibă o valoare cât mai mică. În acest caz strategia de proiectare a geometriei tranzistorului trebuie să urmărească ca perimetrul emitorului care este adiacent contactului bazei să fie cât mai mare și în același timp ariile joncțiunilor emitor-bază și colector-bază trebuie reduse la minim pentru a avea capacități cât mai mici. În cazul tranzistoarelor de înaltă frecvență, aceste cerințe impun utilizarea unei geometrii pentru emitor care constă din mai multe benzi înguste între care se află contactele de bază. Ușurința cu care proiectantul poate încorpora în proiect astfel de geometrii de tranzistoare este un exemplu al flexibilității pe care o permite realizarea monolitică.

Rezistența serie a colectorului, r_c. Rezistența serie a colectorului este importantă atât în aplicațiile din circuitele de înaltă frecvență cât și în acelea de joasă frecvență în care se cere o valoare mică a tensiunii de saturație colector-emitor. Din cauza formei complexe a regiunii de colector valoarea rezistenței de colector se poate determina prin analiză manuală numai în mod aproximativ. Din fig. 2.28*a* se observă că rezistența serie de colector are trei componente: r_{c1} de la joncțiunea colector-bază la stratul îngropat, r_{c2} — stratul îngropat de la regiunea de sub emitor până la regiunea de sub contactul de colector și r_{c3} de la stratul îngropat până la contactul de colector. Rezistența serie de semnal mic a colectorului, în regiunea activă directă, se obține prin adunarea valorilor celor trei rezistențe.

■ EXEMPLU

Să se estimeze valoarea rezistenței serie de colector a tranzistorului din fig. 2.25 presupunând că are profilul de dopare din fig. 2.17.

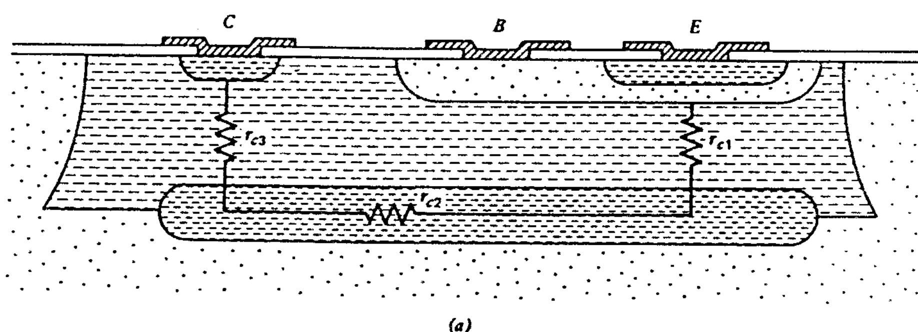


Fig. 2.28*a* Componentele rezistenţei seriei a colectorului, r_c.

Începem cu calculul rezistenţei r_{c1}. Grosimea stratului epitaxial (slab dopat) aflat între joncţiunea colector-bază şi stratul îngropat este de 6 μm. Presupunând că tensiunea pe joncţiunea colector-bază este nulă utilizarea rezultatelor din *Capitolul 1* conduce la concluzia că grosimea regiunii golite este de aproximativ 1 μm. Deci grosimea materialului din stratul epitaxial, sub difuzia bazei, în care nu s-a extins regiunea golită este de 5 μm. Secţiunea transversală efectivă a rezistenţei r_{c1} este mai mare lângă stratul îngropat, decât lângă joncţiunea colector-bază. Dimensiunile pe mască ale emitorului sunt 20 μm×25 μm, iar ale stratului îngropat 41 μm×85 μm. Deoarece într-o aproximaţie destul de bună difuzia laterală a stratului îngropat se poate lua egală cu difuzia sa verticală în stratul epitaxial, pe fiecare margine trebuie să se adauge încă, aproximativ, 8 μm obţinându-se astfel o arie efectivă de 57 μm×101 μm.

Un calcul exact al rezistenţei acestei regiuni tridimensionale implică rezolvarea ecuaţiei Laplace cu condiţii la limită destul de complexe. În consecinţă, recurgem la o soluţie aproximativă modelând regiunea printr-un trunchi de piramidă cu baza dreptunghiulară ca în fig. 2.28*b*. Cu presupunerea că suprafeţele superioară şi inferioară ale regiunii sunt echipotenţiale şi că curgerea curentului are loc numai pe verticală, se poate arăta că rezistenţa structurii este dată de relaţia

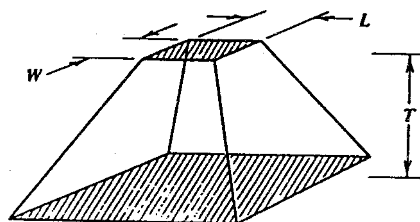


Fig. 2.28*b* Model pentru calculul rezistenţei serie de colector.

$$R = \frac{\rho T}{WL} \frac{\ln \dfrac{b}{a}}{a - b} \tag{2.18}$$

unde T este grosimea regiunii, ρ — rezistivitatea materialului, W, L — lăţimea, respectiv lungimea suprafeţei dreptunghiulare superioare, a — raportul între lăţimea suprafeţei dreptunghiulare inferioare şi lăţimea suprafeţei dreptunghiulare superioare, b — raportul între lungimea suprafeţei dreptunghiulare inferioare şi lungimea suprafeţei dreptunghiulare superioare. Aplicarea directă a acestei formule la exemplul în discuţie va da o valoare nerealist de mică a rezistenţei, din cauză că ipoteza curgerii unidimensionale este serios violată atunci când dimensiunile suprafeţei dreptunghiulare inferioare sunt mult mai mari ca acelea ale suprafeţei dreptunghiulare superioare. Formula 2.18 conduce la rezultate realiste în cazul în care feţele laterale formează cu verticala un unghi de

cel mult 60°. Dacă unghiul crește peste această valoare rezistența nu va mai crește prea mult (calea pe care o parcurge curentul între electrodul superior și regiunile depărtate ale electrodului inferior devine foarte lungă). Deci pentru determinarea dimensiunilor efective ale electrodului inferior se vor considera separat dimensiunile stratului îngropat și dimensiunile emitorului plus, aproximativ, dublul grosimii regiunii de colector și se vor alege valorile cele mai mici.

Pentru cazul rezistenței r_{c1}

$$T = 5\ \mu\text{m} = 5\times 10^{-4}\ \text{cm}\ ,$$

$$\rho = 5\ \Omega\,\text{cm}\ .$$

Vom presupune că dimensiunile efective ale emitorului sunt acelea de pe mască plus, pe fiecare margine, încă aproximativ 2 μm, datorită difuziei laterale. Deci:

$$T = 20\ \mu\text{m} + 4\ \mu\text{m} = 24\times 10^{-4}\ \text{cm}\ ,$$

$$L = 25\ \mu\text{m} + 4\ \mu\text{m} = 29\times 10^{-4}\ \text{cm}\ .$$

Pentru acest caz marginile stratului îngropat sunt depărtate față de marginile emitorului cu mai mult de dublul grosimii T, pe toate cele patru laturi (se ia în considerare și difuzia laterală). Prin urmare dimensiunile *efective* ale stratului îngropat pe care le vom utiliza în (2.18) sunt

$$W_{\text{sî}} = W + 2T = 24\ \mu\text{m} + 10\ \mu\text{m} = 34\times 10^{-4}\ \text{cm}\ ,$$

$$L_{\text{sî}} = L + 2T = 29\ \mu\text{m} + 10\ \mu\text{m} = 39\times 10^{-4}\ \text{cm}$$

și se obține

$$a = \frac{34\ \mu\text{m}}{24\ \mu\text{m}} = 1{,}42\ ,$$

$$b = \frac{39\ \mu\text{m}}{29\ \mu\text{m}} = 1{,}34\ .$$

Din (2.18) rezultă

$$r_{c1} = \frac{(5)(5\times 10^{-4})}{(24\times 10^{-4})(29\times 10^{-4})}(0{,}72)\ \Omega = 258\ \Omega\ .$$

În continuare vom calcula rezistența r_{c2}, presupunând o valoare a rezistenței pe pătrat a stratului îngropat de 20 Ω/□. Distanța de la centrul emitorului până la centrul difuziei contactului de colector este de 62 μm, iar lățimea stratului îngropat de 41 μm. Rezultă, aproximativ,

$$r_{c2} = (20\ \Omega/\square)\frac{L}{W} = (20\ \Omega/\square)\frac{62\ \mu\text{m}}{41\ \mu\text{m}} = 30\ \Omega\ .$$

În acest calcul nu s-a mai luat în considerație difuzia stratului îngropat în stratul epitaxial și în substrat deoarece rezistența stratului îngropat este determinată de fapt de numărul total de impurități difuzate în siliciu (vezi expresia 2.15), care este dat de dimensiunile măștii și de rezistența pe pătrat a stratului îngropat.

Calculul rezistenței r_{c3} începe cu estimarea dimensiunilor difuziei n^+ ale contactului de colector, care sunt de 18 μm×49 μm (inclusiv difuzia laterală). Distanța de la stratul îngropat până la fundul difuziei n^+ este de 6,5 μm (vezi fig. 2.16). Deci în acest caz T=6,5 μm. Pe cele trei părți ale difuziei n^+ a contactului de colector care nu se află față în față cu difuzia de bază, difuzia laterală a stratului îngropat se extinde față de difuzia n^+ numai cu 4 μm; ca

urmare dimensiunile efective ale stratului îngropat pe aceste trei laturi sunt determinate chiar de marginile stratului îngropat. Pe partea care se află faţă în faţă cu difuzia de bază marginea efectivă a stratului îngropat se plasează faţă de marginea difuziei n^+ la o distanţă $2T$, sau 13 μm. Deci pentru calculul rezistenţei r_{c3} dimensiunile efective ale stratului îngropat vor fi 35 μm×57 μm. Din (2.18) se obţine

$$r_{c3} = \frac{(5)(6,5\times10^{-4})}{(18\times10^{-4})(49\times10^{-4})}(0,66)\ \Omega = 243\ \Omega\ .$$

Rezistenţa serie totală de colector este

$$r_c = r_{c1} + r_{c2} + r_{c3} = 531\ \Omega\ .$$

Valorile reale care se constată pentru astfel de tranzistoare sunt întrucâtva mai mici decât această valoare din trei motive. Primul este dat de faptul că s-a aproximat curgerea de curent ca fiind unidimensională, cu toate că în realitate ea este tridimensională. Al doilea se referă la faptul că pentru tensiuni colector-bază mai mari, regiunea golită a joncţiunii colector-bază se extinde şi mai mult în stratul epitaxial micşorând astfel valoarea rezistenţei r_{c1}. Ultimul motiv este acela că, în fond, de multe ori valoarea importantă a rezistenţei r_c este aceea pentru tranzistorul saturat. La saturaţie, joncţiunea colector-bază polarizată direct injectează goluri în regiunea de sub bază a stratului epitaxial. Aceste goluri modulează conductivitatea regiunii respective chiar pentru valori moderate ale curentului[10]. Deci rezistenţa de colector care se măsoară atunci când tranzistorul este saturat este apropiată de $(r_{c2}+r_{c3})$ deci, aproximativ 250—300 Ω. Rezultă că rezistenţa de colector este mai mică în saturaţie decât în regiunea activă directă.

Capacitatea colector-bază. Capacitatea colector-bază este dată atât de porţiunea plată a fundului joncţiunii colector-bază cât şi de pereţii săi laterali. Acestă joncţiune este formată prin difuzia borului în stratul epitaxial pentru care vom lua o rezistivitate de 5 Ωcm, corespunzând unei concentraţii de impurităţi de 10^{15} atomi/cm^3. Stratul epitaxial uniform dopat are o concentraţie de impurităţi mult mai mică ca aceea din regiunea difuzată p; ca urmare joncţiunea va fi bine aproximată printr-o joncţiune abruptă, asimetrică, pentru care regiunea golită se află în întregime în stratul epitaxial. În condiţiile acestor presupuneri, se pot aplica rezultatele din *Capitolul 1* referitoare la joncţiunea abruptă.

Aceste rezultate s-au trasat grafic, pentru comoditate, în fig. 2.29, care constituie reprezentarea grafică a relaţiei

$$\frac{C_j}{A} = \sqrt{\frac{q\varepsilon N_B}{2(\psi_0 + V_R)}} \tag{2.19}$$

în care N_D este concentraţia de impurităţi în stratul epitaxial şi V_R tensiunea inversă aplicată pe joncţiune. Curbele din fig. 2.29 se pot folosi şi pentru determinarea valorii lăţimii regiunii golite în funcţie de tensiunea aplicată, deoarece această lăţime este invers proporţională cu capacitatea. Pe marginea din dreapta a figurii se află scala pentru lăţimea regiunii golite, exprimată în μm. Trebuie observat că pe axa orizontală din fig. 2.29 se află diferenţa *totală* de potenţial pe joncţiune dată de tensiunea aplicată plus diferenţa de potenţial internă, ψ_0. Deci pentru utilizarea acestor curbe este necesar să calculăm diferenţa internă de potenţial. Deoarece pentru o joncţiune difuzată calculul diferenţei interne de potenţial poate să fie complicat şi ţinând seama de faptul că valoarea sa este de fapt slab dependentă de detaliile profilului de

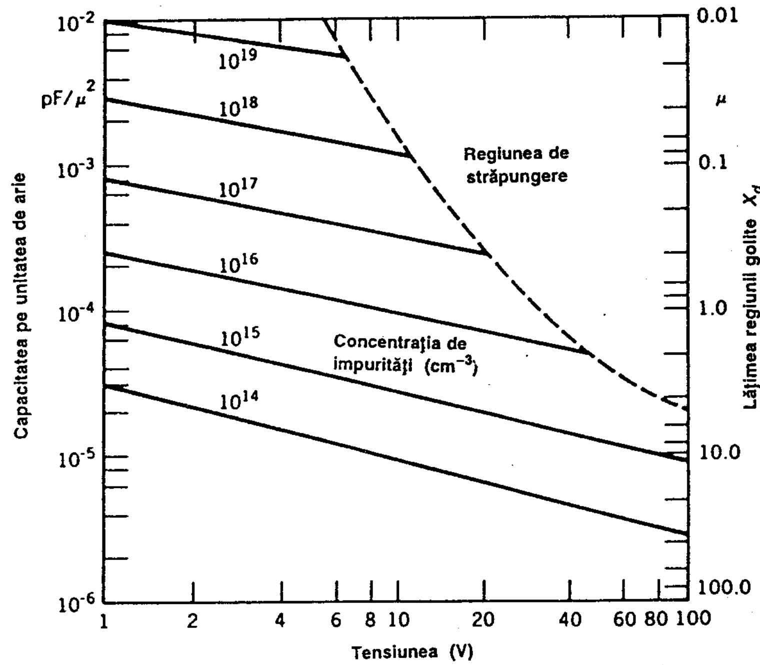


Fig. 2.29 Capacitatea şi lăţimea regiunii golite a unei joncţiuni *pn* abrupte asimetrice în funcţie de tensiunea aplicată şi de concentraţia de impurităţi din partea mai slab dopată a joncţiunii[11].

concentraţie, se poate presupune că are o valoare de aproximativ 0,55 V pentru joncţiunea colector-bază, de aproximativ 0,52 V pentru joncţiunea colector-substrat şi de aproximativ 0,7 V pentru joncţiunea emitor-bază.

■ EXEMPLU

Să se calculeze capacitatea colector-bază a tranzistorului din fig. 2.25.

Valoarea capacităţii pe unitatea de arie a joncţiunii colector-bază, la polarizare nulă, este de de aproximativ 10^{-4} pF/μm^2 (vezi fig. 2.29).

Aria totală a joncţiunii colector-bază este dată de aria de fund plus aria laterală a difuziei de bază. Aria de fund (vezi fig. 2.25) este

$$A_{\text{fund}} = 60\ \mu\text{m} \times 45\ \mu\text{m} = 2700\ \mu\text{m}^2 \ .$$

După cum rezultă din fig. 2.17 zona laterală a difuziei de bază se poate aproxima cu un sfert dintr-un cilindru, rezultând o arie laterală

$$A_{\text{lateral}} = P \times d \times \frac{\pi}{2}$$

unde P este perimetrul regiunii bazei iar d adâncimea difuziei de bază. Înlocuind valorile numerice se obţine

$$A_{\text{lateral}} = 3\ \mu\text{m} \times (60\ \mu\text{m} + 60\ \mu\text{m} + 45\ \mu\text{m} + 45\ \mu\text{m}) \times \frac{\pi}{2} = 989\ \mu\text{m}^2$$

capacitatea totală fiind

$$C_{\mu 0} = (A_{\text{fund}} + A_{\text{lateral}})\,(10^{-4}\ \text{pF}/\mu\text{m}^2) = 0{,}36\ \text{pF}\ .$$

Capacitatea colector-substrat. Capacitatea colector-substrat este compusă din trei părţi: prima este dată de joncţiunea strat îngropat-substrat, a doua de aria laterală a difuziei de izolare şi a treia de joncţiunea strat epitaxial-substrat. Deoarece substratul are o concentraţie de impurităţi de aproximativ $10^{16}\ \text{cm}^{-3}$, el este mult mai puternic dopat decât stratul epitaxial; rezultă că vom putea presupune că atât capacitatea laterală cât şi capacitatea strat epitaxial-substrat corespund unor joncţiuni abrupte asimetrice, partea mai slab dopată fiind stratul epitaxial. În condiţiile acestei presupuneri, capacitatea pe unitatea de arie în aceste regiuni este aceeaşi ca şi pentru joncţiunea colector-bază.

■ **EXEMPLU**

Să se calculeze capacitatea colector-substrat a tranzistorului standard din fig. 2.25. Aria laterală a joncţiunii colector-substrat este

$$A_{\text{lateral}} = 17\ \mu\text{m} \times (140\ \mu\text{m} + 140\ \mu\text{m} + 95\ \mu\text{m} + 95\ \mu\text{m}) \times \frac{\pi}{2} = 12550\ \mu\text{m}^2\ .$$

Vom presupune că stratul îngropat acoperă de fapt o arie definită de dimensiunile de pe mască (vezi fig. 2.25) adică 41 μm×85 μm, plus încă 8 μm pe fiecare latură datorită difuziei laterale a stratului îngropat. Se obţine o arie totală de 57 μm×101 μm. Aria joncţiunii dintre stratul epitaxial şi substrat este dată de aria totală a insulei izolate minus aria stratului îngropat:

$$A_{\text{epi-substrat}} = (140\ \mu\text{m} \times 95\ \mu\text{m}) - (57\ \mu\text{m} \times 101\ \mu\text{m}) = 7543\ \mu\text{m}^2$$

Capacităţile joncţiunilor laterale şi strat epitaxial-substrat sunt (se utilizează o capacitate pe unitatea de arie de $10^{-4}\ \text{pF}/\mu\text{m}^2$):

$$C_{cs0(\text{lateral})} = (12550\ \mu\text{m}^2)\,(10^{-4}\ \text{pF}/\mu\text{m}^2) = 1{,}2\ \text{pF}\ ,$$

$$C_{cs0(\text{epi-substrat})} = (7543\ \mu\text{m}^2)\,(10^{-4}\ \text{pF}/\mu\text{m}^2) = 0{,}75\ \text{pF}\ .$$

Partea cea mai slab dopată a joncţiunii strat îngropat-substrat este substratul. Presupunând o concentraţie de impurităţi de 10^{16} atomi/cm^3 şi o diferenţă internă de potenţial de 0,52 V, capacitatea pe unitatea de arie, la o polarizare nulă, rezultă de $3{,}3 \times 10^{-4}\ \text{pF}/\mu\text{m}^2$. Deoarece aria stratului îngropat este

$$A_{\text{sî}} = 57\ \mu\text{m} \times 101\ \mu\text{m} = 5757\ \mu\text{m}^2\ ,$$

capacitatea strat îngropat-substrat la polarizare nulă rezultă direct:

$$C_{cs0}(\text{strat îngropat}) = (5757\ \mu\text{m}^2)\,(3{,}3 \times 10^{-4}\ \text{pF}/\mu\text{m}^2) = 1{,}89\ \text{pF}\ .$$

Capacitatea totală colector-substrat, pentru o polarizare nulă, este deci

$$C_{cs0} = 1{,}2\ \text{pF} + 0{,}75\ \text{pF} + 1{,}89\ \text{pF} = 3{,}84\ \text{pF}\ .$$

Capacitatea emitor-bază. Joncţiunea emitor-bază a unui tranzistor are un profil de concentraţie care face ca aproximarea cu o joncţiune abruptă să nu fie corectă, deoarece concentraţiile de ambele părţi ale joncţiunii variază cu distanţa după o lege destul de complicată. Mai mult, capacitatea laterală pe unitatea de arie nu este constantă ci variază cu distanţa de la suprafaţă, deoarece concentraţia de impurităţi în bază variază cu distanţa de la suprafaţă. O evaluare precisă a acestei capacităţi se poate realiza numeric, dar o estimare de prim ordin se poate obţine calculând capacitatea ca pentru o joncţiune abruptă cu o concentraţie de impurităţi a părţii mai slab dopate egală cu concentraţia în bază la marginea joncţiunii. Capacitatea laterală se neglijează.

■ **EXEMPLU**

Să se calculeze capacitatea joncţiunii emitor-bază, la polarizare nulă, a tranzistorului standard din fig. 2.25.

Pentru început vom estima concentraţia de impurităţi în bază la marginea dinspre emitor. Din fig. 2.17 se deduce că această concentraţie este de aproximativ 10^{17} atomi/cm^3. Din fig. 2.29 rezultă o capacitate pe unitatea de arie, la polarizare nulă, de 10^{-3} pF/μm^2 (s-a presupus o joncţiune abruptă). Deoarece aria părţii de fund a joncţiunii emitor-bază este de 25 μm$\times$20 μm, capacitatea acestei părţi va fi

$$C_{\text{fund}} = 500\ \mu\text{m}^2 \times 10^{-3}\ \text{pF}/\mu\text{m}^2 = 0{,}5\ \text{pF}\ .$$

Aproximând din nou forma difuziei laterale printr-un sfert de cilindru, aria laterală va fi

$$A_{\text{lateral}} = 2\times(25\ \mu\text{m} + 20\ \mu\text{m})\times\frac{\pi}{2}\times(2{,}5\ \mu\text{m}) = 353\ \mu\text{m}^2\ .$$

Presupunând, aproximativ, că valoarea capacităţii laterale pe unitatea de arie este egală cu cea de fund, rezultă

$$C_{\text{lateral}} = 353\ \mu\text{m}^2 \times 10^{-3}\ \text{pF}/\mu\text{m}^2 = 0{,}35\ \text{pF}\ .$$

Capacitatea totală emitor-bază va fi, deci

$$C_{je0} = 0{,}85\ \text{pF}\ .$$

Câştigul în curent. După cum s-a arătat în *Capitolul 1* câştigul în curent al tranzistorului depinde de timpul de viaţă al purtătorilor minoritari în bază, care afectează factorul de transport prin bază, şi de lungimea de difuzie în emitor, care afectează eficienţa de injecţie. În procesele de circuite integrate analogice timpul de viaţă al purtătorilor minoritari este suficient de mare astfel că factorul de transport prin bază nu constituie elementul limitativ în ceea ce priveşte valoarea câştigului în curent direct al tranzistoarelor *npn*. Deoarece regiunea emitorului este puternic dopată cu fosfor, timpul de viaţă al purtătorilor minoritari în această regiune se degradează, iar valoarea câştigului în curent este limitată în principal de eficienţa de injecţie[12]. Deoarece nivelul de dopare, deci şi timpul de viaţă, variază în funcţie de poziţia în emitor, determinarea prin calcul a eficienţei de injecţie pentru un tranzistor *npn* este dificilă, fiind necesară utilizarea unor parametri măsuraţi experimental. Pentru tranzistoarele *npn* valoarea câştigului în curent, la temperatura camerei, se plasează în intervalul 200—1000. Câştigul în curent se micşorează odată cu scăderea temperaturii, având la $-55\,^\circ$C o valoare de 0,5—0,75 din valoarea sa de la temperatura camerei.

Parametrii tipici ai tranzistoarelor *npn* de tensiune mare. În fig. 2.30 este indicat un set de valori tipice pentru parametrii tranzistorului din fig. 2.25. Geometria acestui tranzistor este tipică pentru aceea utilizată în circuitele care trebuie să lucreze la tensiuni de alimentare de ordinul a 40 V.

Pentru tensiuni de lucru mai coborâte se pot utiliza grosimi mai mici ale stratului epitaxial, rezultând, deci, şi tranzistoare cu o geometrie mai mică. În fig. 2.30 sunt indicaţi şi parametrii tipici ai unui tranzistor realizat într-un strat epitaxial care are o rezistivitate de 1 Ωcm şi o grosime de 10 μm. Un astfel de tranzistor are dimensiuni mai mici, iar tensiunea sa de străpungere colector-emitor este de 25 V.

Tranzistoare *npn* realizate într-o tehnologie avansată cu izolare cu oxid. Geometria orizontală şi secţiunea transversală (geometria verticală) ale unui tranzistor bipolar *npn* realizat printr-un proces avansat cu izolare cu oxid şi cu emitor din siliciu policristalin sunt prezentate în fig. 2.31.

Parametrii tipici ai unui astfel de tranzistor sunt prezentaţi în fig. 2.32. Este important de observat reducerea substanţială a dimensiunilor, a timpului de tranzit şi a capacităţilor parazite în comparaţie cu acelea ale tranzistorului de tensiune mare realizat printr-un proces cu difuzii adânci. Aceste tranzistoare foarte mici realizează performanţe optime la curenţi de polarizare relativ mici; valoarea maximă a câştigului în curent β se plasează la valori ale curentului de aproximativ 50 μA.

Pentru aceste tranzistoare, care sunt obţinute printr-un proces avansat, folosirea implantării de ioni permite controlarea foarte precisă a grosimii regiunilor de emitor şi de bază. Se pot obţine astfel joncţiuni foarte superficiale cu o adâncime de 0,1 μm pentru joncţiunea emitor-bază şi de 0,2 μm pentru joncţiunea colector-bază, rezultând o grosime a bazei de ordinul a 0,1 μm. Ca urmare este de aşteptat, în conformitate cu relaţia 1.99, ca timpul de tranzit prin bază să fie de 25 de ori mai mic decât în cazul tranzistorului cu difuzii adânci prezentat în fig. 2.17, situaţie care se şi observă în practică: tranzistorul implantat are o valoare maximă a frecvenţei f_T de 13 GHz.

2.5.2 Tranzistoarele *pnp* din circuitele integrate

După cum s-a menţionat anterior procesul de fabricaţie al circuitelor integrate bipolare constituie o dezvoltare a procesului utilizat pentru realizarea de tranzistoare *npn* dublu-difuzate epitaxiale, tehnologia respectivă producând în mod inerent tranzistoare *npn* cu performanţe ridicate.

Totuşi în cadrul aceluiaşi proces nu sunt uşor de realizat şi tranzistoare *pnp* cu performanţe comparabile, astfel că circuitele integrate analogice de început nici nu foloseau tranzistoare *pnp*. Absenţa unui tranzistor complementar (cu utilizări în circuitele de polarizare, de deplasare de nivel şi ca sarcină activă în etajele de amplificare) introduce o limitare severă asupra performanţelor care se pot atinge de către circuitele analogice. Această situaţie a şi determinat elaborarea câtorva structuri de tranzistoare *pnp* care sunt compatibile cu procesul standard de fabricaţie al circuitelor integrate. Deoarece aceste tranzistoare utilizează ca bază materialul de tip *n*, slab dopat, al stratului epitaxial, ele sunt în general inferioare tranzistoarelor *npn* din punctul de vedere al comportării în frecvenţă şi la curenţi mari, fiind cu toate acestea deosebit de utile.

În această secţiune se vor discuta structurile *pnp* laterale şi de substrat.

	Parametrul	Valoarea tipică: Strat epi de 5 Ωcm, 17μm Tranzistor de 44 V	Valoarea tipică: Strat epi de 1 Ωcm, 10 μm Tranzistor de 20 V
	β_F	200	200
	β_R	2	2
	V_A	130 V	90 V
	η	2×10^{-4}	$2{,}8\times10^{-4}$
	I_S	5×10^{-15} A	$1{,}5\times10^{-15}$ A
	I_{CO}	10^{-10} A	10^{-10} A
	BV_{CEO}	50 V	25 V
	BV_{CBO}	90 V	50 V
	BV_{EBO}	7 V	7 V
	τ_F	0,35 ns	0,25 ns
	τ_R	400 ns	200 ns
	β_0	200	150
	r_b	200 Ω	200 Ω
	r_c (saturaţie)	200 Ω	75 Ω
	r_{ex}	2 Ω	2 Ω
Joncţiunea bază-emitor	C_{je0}	1 pF	1,3 pF
	ψ_{0e}	0,7 V	0,7 V
	n_e	0,33	0,33
Joncţiunea bază-colector	$C_{\mu0}$	0,3 pF	0,6 pF
	ψ_{0c}	0,55 V	0,66 V
	n_c	0,5	0,5
Joncţiunea colector-substrat	C_{cs0}	3 pF	3 pF
	ψ_{0s}	0,52 V	0,58 V
	n_s	0,5	0,5

Fig. 2.30 Parametrii tipici pentru tranzistoarele *npn* integrate de tensiune mare cu o arie de emitor de 500 μm^2. Tranzistorul realizat în stratul epitaxial mai gros este tipic pentru circuitele integrate care sunt alimentate cu tensiuni de până la 44 V, iar acela realizat în stratul epitaxial mai subţire pentru circuitele alimentate cu tensiuni de până la 20 V. Cu toate că geometria tranzistorului cu stratul epitaxial mai subţire este mai mică, capacitatea colector-bază este mai mare deoarece stratul epitaxial este mai puternic dopat. Capacitatea emitor-bază este mai mare deoarece baza este mai superficială, iar nivelul de dopare din bază lângă joncţiunea emitor-bază este mai mare.

Tranzistorul *pnp* lateral. O structură tipică de tranzistor *pnp* lateral este ilustrată în fig. 2.33*a*[13]. Emitorul şi colectorul se formează prin aceeaşi difuzie prin care se realizează şi baza tranzistoarelor *npn*. Colectorul are forma unui inel de tip *p*, care înconjoară emitorul, iar contactul de bază se face la stratul epitaxial (de tip *n*) *în afara* inelului care constituie colectorul.

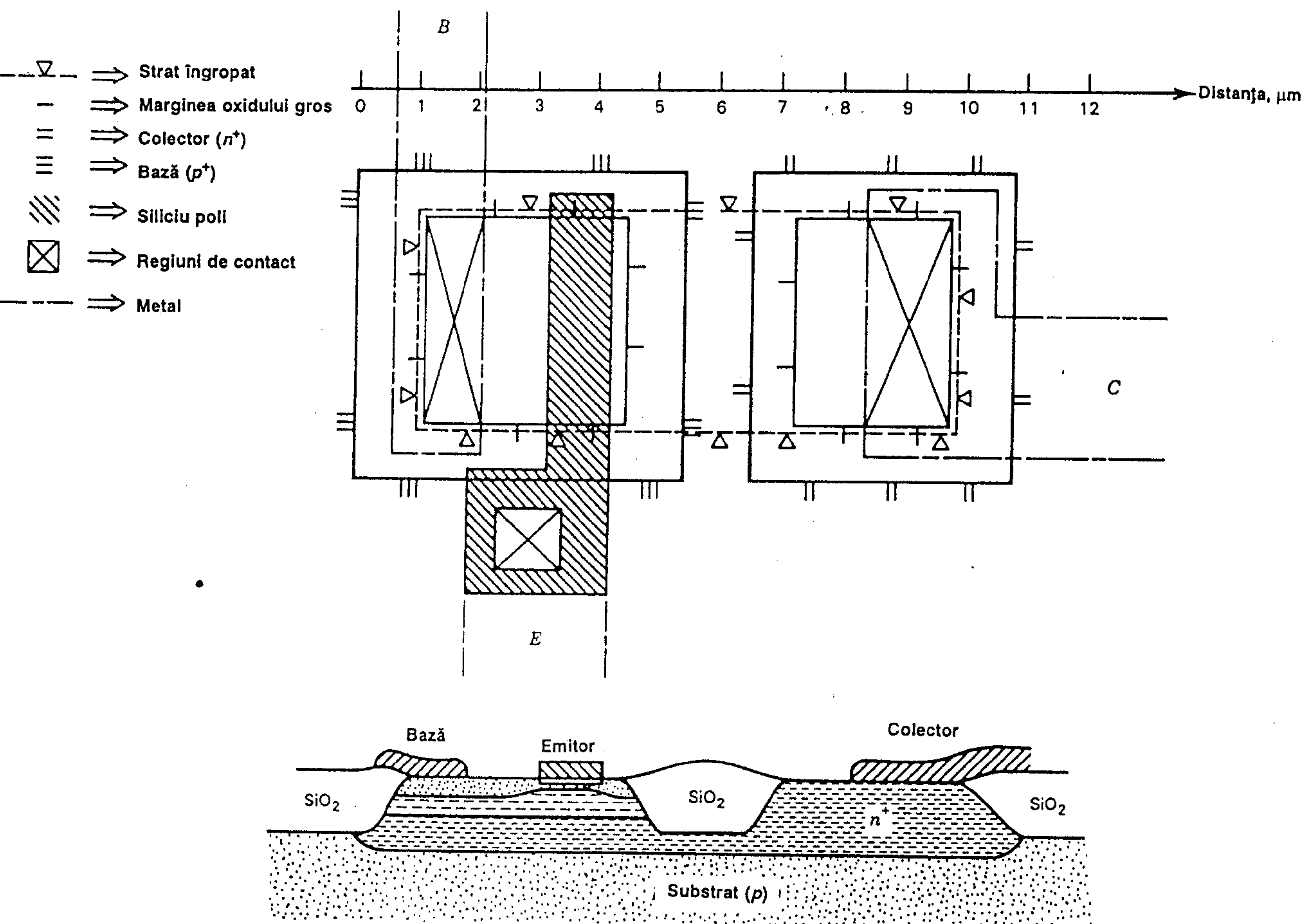


Fig. 2.31 Layoutul şi secţiunea transversală ale unui tranzistor bipolar realizat printr-un proces tehnologic avansat. Se observă dimensiunile mult mai mici în comparaţie cu acelea ale tranzistorului realizat printr-un proces de tensiune mare.

Parametrul	Tipul de tranzistor	
	npn vertical Aria de emitor 2 μm^2	*pnp* lateral Aria de emitor 2 μm^2
β_F	120	50
β_R	2	3
V_A	35 V	30 V
I_S	6×10^{-18} A	6×10^{-18} A
I_{CO}	1 pA	1 pA
BV_{CEO}	8 V	14 V
BV_{CBO}	18 V	18 V
BV_{EBO}	6 V	18 V
τ_F	10ps	650 ps
τ_R	5 ns	5 ns
r_b	400 Ω	200 Ω
r_c	100 Ω	20 Ω
r_{ex}	40 Ω	10 Ω
C_{je0}	5 fF	14 fF
ψ_{0e}	0,8 V	0,7 V
n_e	0,4	0,5
$C_{\mu 0}$	5 fF	15 fF
ψ_{0c}	0,6 V	0,6 V
n_c	0,33	0,33
C_{cs0} (C_{bs0})	20 fF	40 fF
ψ_{0s}	0,6 V	0,6 V
n_s	0,33	0,4

Fig. 2.32 Parametrii tipici ai tranzistoarelor bipolare într-un proces de tensiune mică, cu izolare cu oxid, cu implantare.

În fig. 2.33*b* sunt ilustrate liniile de curent care corespund mişcării purtătorilor minoritari prin bază. Golurile sunt injectate dinspre emitor, curg paralel cu suprafaţa prin baza de tip *n* şi, în mod ideal, sunt colectate de colectorul de tip *p* înainte de a atinge contactul de bază. Deci, funcţionarea ca tranzistor este *laterală* şi nu *verticală* ca în cazul tranzistorului *npn*. Principalul neajuns al structurii este dat de faptul că regiunea bazei este mult mai slab dopată decât colectorul. Ca rezultat, regiunea golită a joncţiunii colector-bază se extinde aproape în totalitate în bază. Grosimea regiunii bazei trebuie deci să fie suficient de mare astfel încât regiunea golită să nu atingă emitorul (evident, condiţia se pune pentru valoarea maximă a tensiunii de lucru colector-emitor).

Într-un proces tipic de circuite integrate analogice, lăţimea acestei regiuni golite este de 6—8 μm, pentru tensiuni colector-emitor de ordinul a 40 V.

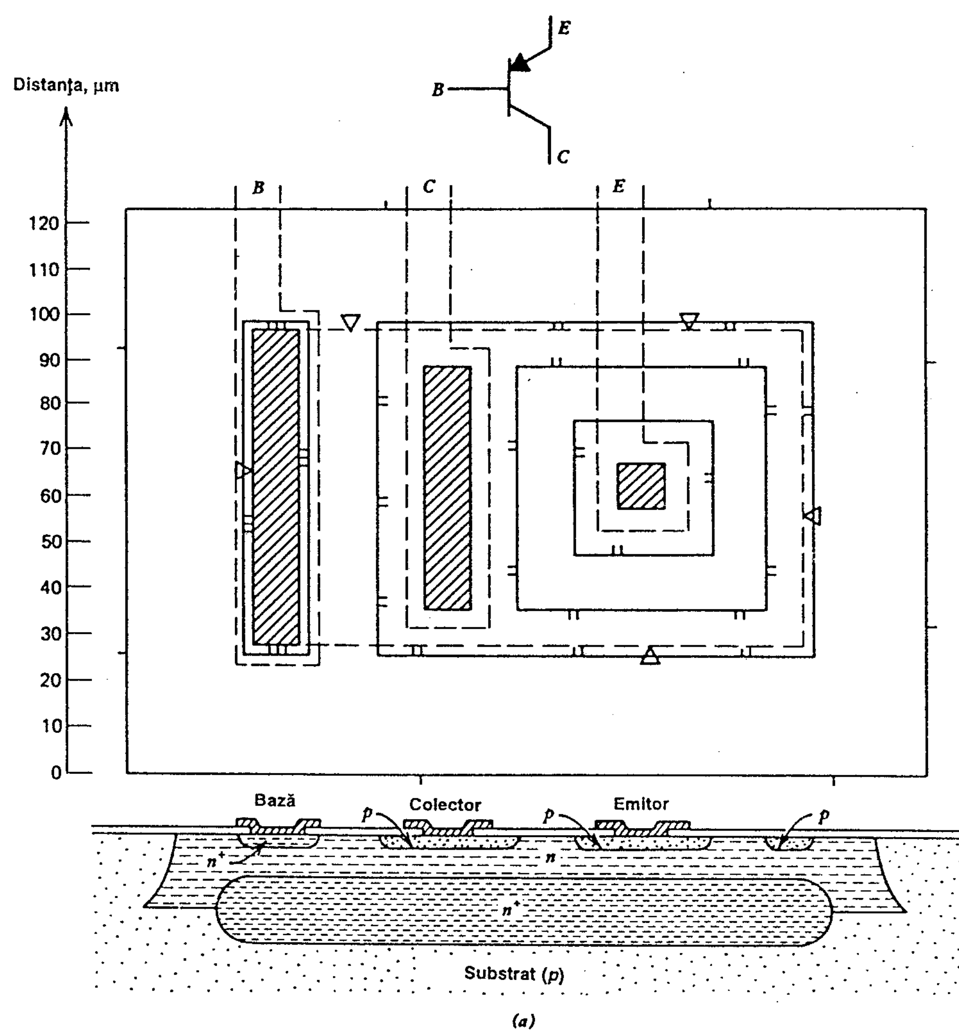


Fig. 2.33*a* Structură de tranzistor *pnp* lateral, realizată într-un proces de tensiune mare.

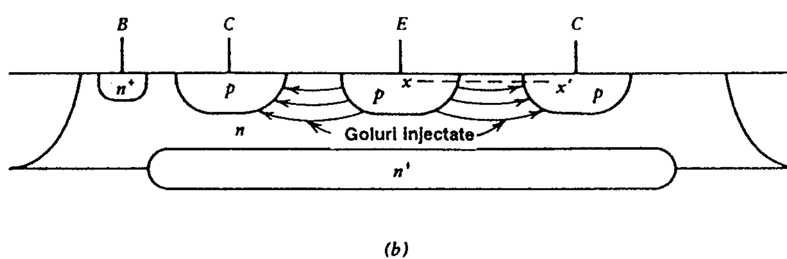


Fig. 2.33*b* Fluxul de purtători minoritari într-un tranzistor *pnp* lateral.

Deci pentru un astfel de tranzistor grosimea minimă a bazei este de aproximativ 8 μm. Timpul minim de tranzit prin bază se poate estima din (1.99):

$$\tau_F = \frac{W_B^2}{2D_p} \tag{2.20}$$

în care înlocuind W_B=8 μm şi D_p=10 cm^2/s (pentru goluri) se obţine

$$\tau_F = 32 \text{ ns} .$$

Această valoare a timpului de tranzit corespunde unei valori maxime a frecvenţei de tăiere, f_T, de 5 MHz, mai mică cu un factor de 100 decât valoarea tipică pentru un tranzistor *npn*.

Câştigul în curent al tranzistoarelor *pnp* laterale tinde să fie mic din diferite motive. În primul rând purtătorii minoritari (golurile) din bază sunt injectaţi din emitor nu numai lateral ci şi în jos, astfel că unii dintre ei sunt colectaţi de substrat, care acţionează drept colector — al tranzistorului parazit *pnp* vertical. Deşi stratul îngropat instituie un câmp de frânare care tinde să inhibe acest proces, se produce totuşi o degradare măsurabilă a câştigului β_F. În al doilea rând emitorul tranzistorului *pnp* nu este tot atât de puternic dopat ca acela al tranzistorului *npn*, astfel că eficienţa de injecţie — dată de (1.51b) — nu este optimizată pentru tranzistorul *pnp*. În sfârşit grosimea mai mare a bazei tranzistorului *pnp* lateral conduce atât la o eficienţă mică de injecţie a emitorului, cât şi la un factor de transport de valoare coborâtă — vezi (1.51a). Alt dezavantaj care rezultă din doparea slabă a regiunii bazei este acela că odată cu creşterea curentului, câştigul în curent scade foarte repede datorită instalării nivelelor mari de injecţie. Distribuţia de purtători minoritari în baza unui tranzistor *pnp* lateral în regiunea activă directă este indicată în fig. 2.34. Curentul de colector pe unitatea de arie (transversală) se poate obţine din (1.32):

$$J_p = qD_p \frac{p_n(0)}{W_B} . \tag{2.21}$$

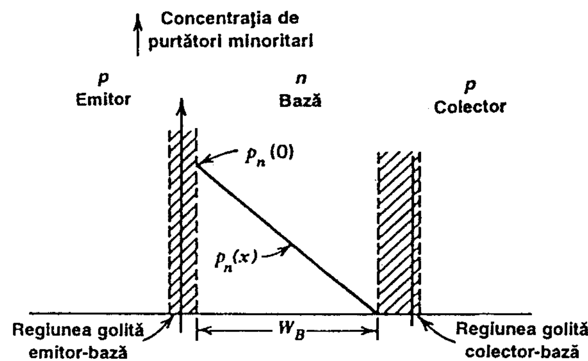


Fig. 2.34 Distribuţia purtătorilor minoritari în baza tranzistorului *pnp* lateral în regiunea activă directă. Distribuţia corespunde secţiunii $x-x'$ din fig. 2.33*b*.

Inversarea acestei relaţii permite determinarea concentraţiei de purtători minoritari la marginea dinspre emitor a bazei:

$$p_n(0) = \frac{J_p W_B}{qD_p} . \tag{2.22}$$

Atât timp cât această concentraţie este mult mai mică decât concentraţia de purtători majoritari în bază, se îndeplineşte condiţia de nivel mic de injecţie, iar timpul de viaţă al purtătorilor în bază rămâne constant. Când concentraţia de purtători minoritari devine comparabilă cu concentraţia de purtători majoritari, aceasta din urmă trebuie să crească pentru a menţine în bază neutralitatea sarcinii, creştere care determină scăderea câştigului în curent β_F din două motive. Primul este dat de scăderea timpului efectiv de viaţă al purtătorilor minoritari în bază, deoarece numărul de purtători majoritari cu care se pot recombina este mai mare. Ca urmare factorul de transport prin bază — dat de (1.51a) — scade. Al doilea motiv se găseşte în faptul că o creştere a concentraţiei de purtători majoritari reprezintă o creştere efectivă a densităţii de dopare din bază. Rezultă o scădere a eficienţei de injecţie a emitorului, dată de relaţia 1.51b. Ambele mecanisme sunt prezente şi în tranzistoarele *npn*, dar efectul lor se face simţit la valori mult mai mari ale curentului deoarece baza tranzistorului *npn* are un nivel de dopare mult mai ridicat. Valoarea curentului de colector a unui tranzistor *pnp* lateral la care aceste efecte devin semnificative se poate calcula egalând concentraţia de purtători minoritari dată de (2.22) cu concentraţia de purtători majoritari de la echilibru. Deci

$$\frac{J_p W_B}{qD_p} = n_n \simeq N_D \tag{2.23}$$

unde (2.1) s-a înlocuit pentru n_n, iar N_D este concentraţia de donori în baza tranzistorului *pnp* (colectorul tranzistorului *npn*). Valoarea curentului de colector a unui tranzistor *pnp* lateral, la care se instalează injecţia de nivel mare se calculează direct din (2.23):

$$I_C = \frac{qAN_D D_p}{W_B} \tag{2.24}$$

unde A este aria efectivă a joncţiunii emitor-bază. De observat că această valoare a curentului depinde direct de doparea bazei, care pentru un tranzistor *pnp* lateral este relativ mică. Ca urmare şi densitatea de curent de la care câştigul în curent începe să scadă este relativ mică.

Tranzistoarele *pnp* laterale sunt larg utilizate şi în tehnologiile bipolare care folosesc structuri superficiale şi izolarea cu oxid. Structura tranzistorului este în esenţă identică cu aceea din fig. 2.33 cu excepţia faptului că aria sa este mai mică cu ordine de mărime şi că izolarea cu joncţiuni polarizate invers a fost înlocuită cu izolarea cu oxid. Parametrii tipici pentru un astfel de tranzistor sunt prezentaţi în fig. 2.32 şi, la fel ca şi în cazul tranzistoarelor *npn*, se poate constata o reducere dramatică a timpului de tranzit şi a capacităţilor parazite în comparaţie cu procesul de tensiune mare cu strat epitaxial gros. Valoarea maximă a lui β pentru un astfel de tranzistor se obţine la un curent de aproximativ 50 nA.

■ **EXEMPLU**

Să se calculeze valoarea curentului de colector la care începe să scadă câştigul în curent pentru structura *pnp* din fig. 2.33*a*.

Aria transversală efectivă, A, a emitorului este aria sa laterală, dată de adâncimea difuziei de tip p înmulţită cu perimetrul emitorului şi cu $\pi/2$:

$$A = (3\mu m)(30\mu m + 30\mu m + 30\mu m)\times\frac{\pi}{2} = 565\ \mu m^2 = 5,6\times10^{-6}\ cm^2.$$

Pentru un strat epitaxial cu o rezistivitate de 5 Ωcm, concentraţia de purtători majoritari este de 10^{15} atomi/cm^2. În plus vom presupune că $W_B=8$ μm şi că $D_p=10$ cm^2/s. Înlocuirea acestor valori în realţia 2.24 duce la

$$I_C = \frac{1,6\times10^{-19}\times5,6\times10^{-6}\times10^{15}\times10}{8\times10^{-4}}\ A = 11,2\ \mu A\ .$$

■

Structura *pnp* laterală tipică din fig. 2.33*a* are un câştig în curent, la valori mici ale curentului, de aproximativ 30—50, care începe să scadă la valori ale curentului de care depăşesc câteva zeci de μA, ajungând la mai puţin de 10 la un curent de 1 mA.

Un set tipic de parametri pentru o structură de acest tip este dat în fig. 2.35. De observat că în tranzistorul *pnp* lateral capacitatea joncţiunii substratului apare între *bază* şi substrat.

Tranzistoare *pnp* de substrat. Unul din motivele performanţelor slabe la curent mare ale tranzistorului *pnp* lateral este dat de valoarea relativ mică a ariei transversale a emitorului, care rezultă din însăşi natura laterală a injecţiei.

O aplicaţie obişnuită pentru un tranzistor *pnp* constă în utilizarea sa într-un etaj de ieşire în clasă B, în care tranzistorul este pus să funcţioneze la curenţi de colector de ordinul a 10 mA. Un tranzistor *pnp* lateral proiectat pentru o asemenea valoare a curentului consumă o mare parte din aria cipului. Ca urmare în acest tip de aplicaţii se foloseşte o altă structură în care se utilizează pentru colector, în locul unei regiuni difuzate de tip p, chiar substratul.

Un astfel de tranzistor *pnp* de substrat realizat într-un proces de tensiune mare şi cu strat epitaxial gros este indicat în fig. 2.36*a*. Pentru cazul particular al geometriei superficiale a acestui tranzistor difuzia de emitor are o formă dreptunghiulară, cu o degajare tot dreptunghiulară în mijloc. În această degajare se formează o regiune de tip n^+ (cu difuzia de emitor a tranzistorului *npn*) pentru a se asigura contactul ohmic al aluminiului pe baza de tip n. Din cauza dopării slabe a materialului bazei, rezistenţa serie a bazei poate deveni destul de mare, dacă contactul bazei este plasat departe de regiunea activă a bazei. Pentru cazul particular al acestei structuri difuzia n^+, de contact pe bază, s-a făcut astfel încât să fie în contact cu difuzia p a regiunii emitorului pentru a se apropia cât se poate de mult de regiunea activă a bazei. Dezavantajul care apare în acest caz este acela că tensiunea de străpungere emitor-bază se reduce la o valoare de aproximativ 7 V. Dacă este necesară o tensiune de străpungere emitor-bază mai mare, atunci difuzia de tip p (emitorul) trebuie să fie separată de difuzia n^+ (contactul bazei), de o distanţă de ordinul a 10—15 μm. Geometria superficială a tranzistorului *pnp* de substrat cunoaşte numeroase variante. Tranzistoarele *pnp* de substrat se pot realiza şi în procesele în care se foloseşte izolarea cu oxid, cu strat epitaxial subţire.

Fluxul de purtători minoritari în regiunea activă directă este ilustrat în fig. 2.36*b*. Avantajul principal al acestui tranzistor este dat de curgerea verticală a curentului, aria transversală a emitorului fiind astfel mult mai mare ca aceea de la tranzistorul *pnp* lateral, pentru aceleaşi dimensiuni globale ale dispozitivelor.

	Parametrul	Valori tipice	
		Strat epi de 5Ωcm, 17 μm Tranzistor de 44 V	Strat epi de 1 Ωcm, 10 μm Tranzistor de 20 V
	β_F	50	20
	β_R	4	2
	V_A	50 V	50 V
	η	5×10^{-4}	5×10^{-4}
	I_S	2×10^{-15} A	2×10^{-15} A
	I_{CO}	10^{-10} A	5 x 10^{-9} A
	BV_{CEO}	60 V	30 V
	BV_{CBO}	90 V	50 V
	BV_{EBO}	90 V	50 V
	τ_F	30 ns	20 ns
	τ_R	3000 ns	2000 ns
	β_0	50	20
	r_b	300 Ω	150 Ω
	r_c	100 Ω	75 Ω
	r_{ex}	10 Ω	10 Ω
Joncţiunea bază-emitor	C_{je0}	0,3 pF	0,6 pF
	ψ_{0e}	0,55 V	0,6 V
	n_e	0,5	0,5
Joncţiunea bază-colector	$C_{\mu 0}$	1 pF	2 pF
	ψ_{0c}	0,55 V	0,6 V
	n_c	0,5	0,5
Joncţiunea bază-substrat	C_{bs0}	3 pF	3,5 pF
	ψ_{0s}	0,52 V	0,58 V
	n_s	0,5	0,5

Fig. 2.35 Parametrii tipici pentru un tranzistor *pnp* lateral realizat într-un proces de tensiune mare, cu strat epitaxial gros, având o arie de emitor de 900 μm^2.

Utilizarea tranzistorului *pnp* de substrat este limitată numai la configuraţia de repetor pe emitor, deoarece colectorul este identic din punct de vedere electric cu substratul, care trebuie legat la potenţialul cel mai negativ din circuit. Cu excepţia performanţelor mai bune la curenţi mari, proprietăţile tranzistoarelor *pnp* de substrat sunt similare cu acelea ale tranzistoarelor *pnp* laterale, deoarece grosimea bazei este similară în ambele cazuri. În proiectarea unui tranzistor *pnp* de substrat trebuie ţinut cont de faptul că curentul de colector curge prin substrat, care are de obicei o rezistivitate mare. Deci, dacă nu se asigură în mod precaut o cale de mică rezistenţă pentru curentul de colector, se va obţine o rezistenţă serie a colectorului de valoare mare.

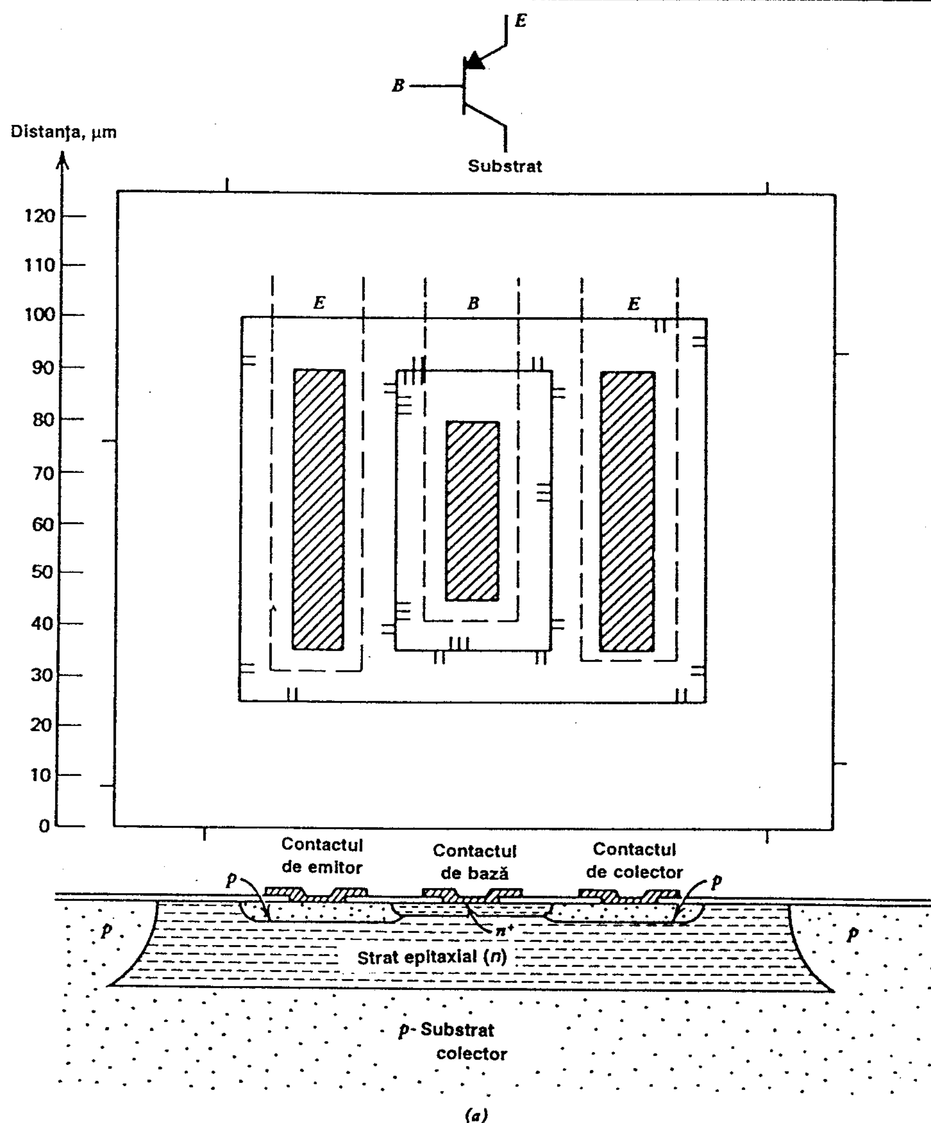


Fig. 2.36*a* Structura de tranzistor *pnp* de substrat realizat într-un proces de tensiune mare, cu strat epitaxial gros.

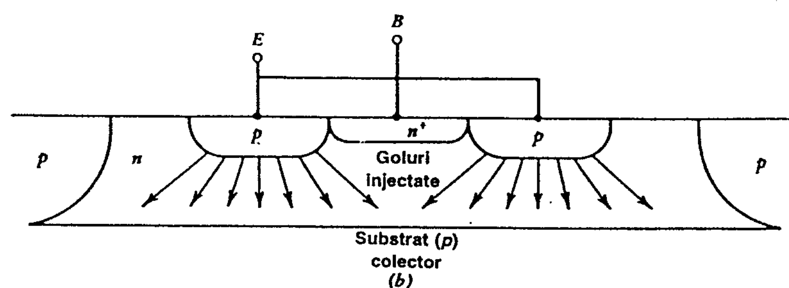


Fig. 2.36*b* Fluxul de purtători minoritari într-un tranzistor *pnp* de substrat.

Parametrul		Valori tipice	
		Strat epi de 5Ωcm, 17 μm Tranzistor de 44 V Aria de emitor 5100 μm²	Strat epi de 1 Ωcm, 10 μm Tranzistor de 20 V Aria de emitor 5100 μm²
	β_F	50	30
	β_R	4	2
	V_A	50 V	30 V
	η	5×10^{-4}	9×10^{-4}
	I_S	10^{-14} A	10^{-14} A
	I_{CO}	2×10^{-10} A	$2x10^{-10}$ A
	BV_{CEO}	60 V	30 V
	BV_{CBO}	90 V	50 V
	BV_{EBO}	7 V sau 90 V	7 V sau 50 V
	τ_F	20 ns	14 ns
	τ_R	2000 ns	1000 ns
	β_0	50	30
	r_b	150 Ω	50 Ω
	r_c	50 Ω	50 Ω
	r_{ex}	2 Ω	2 Ω
Joncţiunea bază-emitor	C_{je0}	0,5 pF	1 pF
	ψ_{0e}	0,55 V	0,58 V
	n_e	0,5	0,5
Joncţiunea bază-colector	$C_{\mu0}$	2 pF	3 pF
	ψ_{0c}	0,52 V	0,58 V
	n_c	0,5	0,5

Fig. 2.37 Parametrii tipici pentru un tranzistor *pnp* de substrat realizat într-un proces de tensiune mare, cu strat epitaxial gros, având o arie de emitor de 5100 μm^2.

Această rezistenţă poate degrada performanţele tranzistorului în două moduri. Pe de o parte, rezistenţa serie la valori mari ale curentului de colector al tranzistorului *pnp*, poate determina pe regiunea substratului o cădere de tensiune suficientă pentru ca celelalte joncţiuni strat epitaxial-substrat din circuit să ajungă polarizate direct. Această situaţie are deobicei un efect catastrofal asupra performanţelor circuitului.

Pe de altă parte, efectul Miller care rezultă ca urmare a valorii mari a rezistenţei serie a colectorului, augmentează efectele date de capacitatea joncţiunii colector-bază asupra tranzistorului *pnp*, după cum se va discuta de altfel mai departe (*Capitolul 7*).

Pentru reducerea la minim a efectelor date de rezistenţa serie, contactul de colector se realizează de obicei prin contactarea difuziei de izolare în imediata apropiere (adiacent) a tranzistorului *pnp* de substrat.

În cazul dispozitivelor de curent mare contactul pe difuzia de izolare trebuie făcut astfel încât să înconjoare cât mai mult posibil din tranzistor.

Proprietățile unui tranzistor *pnp* de substrat, tipic, realizat într-un proces de tensiune mare, cu strat epitaxial gros, sunt rezumate în fig. 2.37. Dependența câștigului în curent, de valoarea curentului de colector pentru tranzistoare tipice *npn*, *pnp* lateral și *pnp* de substrat realizate într-un proces de tensiune mare, cu strat epitaxial gros, este indicată în fig. 2.38. Scăderea pentru valorile mici ale curentului de colector a câștigului în curent β, care este evidentă pentru toate cele trei tipuri de tranzistoare, se datorează recombinării în regiunea golită emitor-bază (vezi *Secțiunea 1.3.5*).

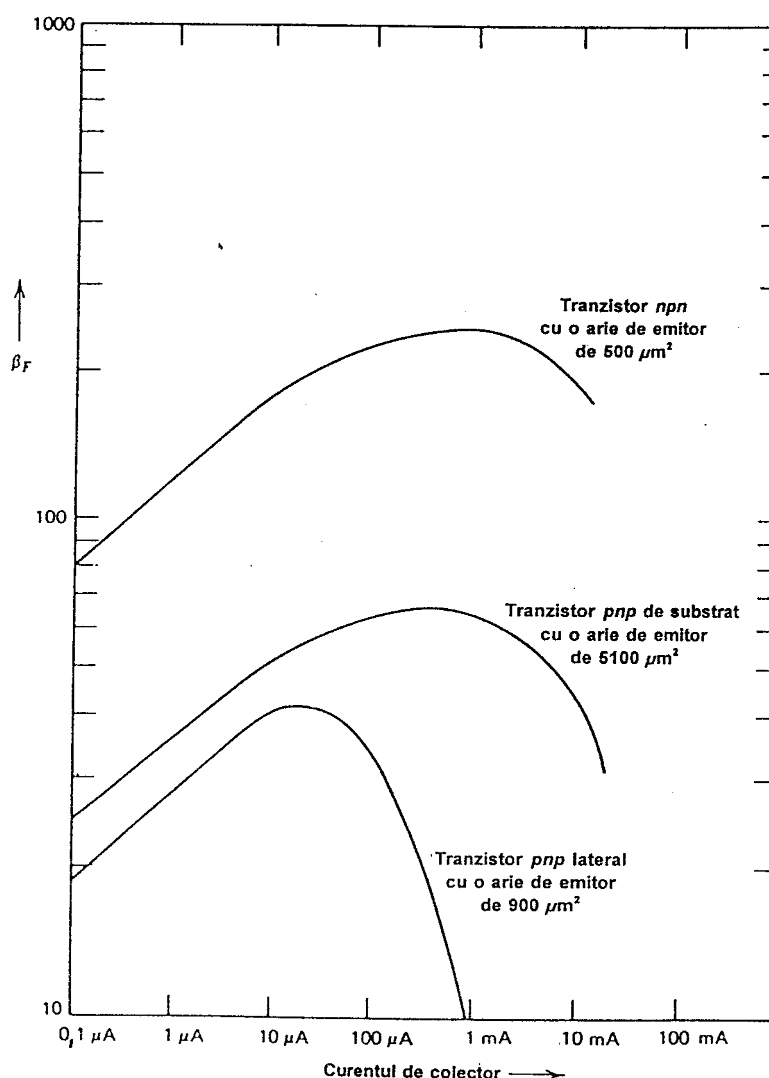


Fig. 2.38 Dependența câștigului în curent de curentul de colector, pentru tranzistoare tipice *npn*, *pnp* lateral și *pnp* de substrat realizate într-un proces de tensiune mare, cu strat epitaxial gros.

2.6 COMPONENTE PASIVE ÎN CIRCUITELE INTEGRATE BIPOLARE

În această secţiune se descriu structurile pe care le are la dispoziţie proiectantul de circuite integrate pentru obţinerea de efecte rezistive şi capacitive.

Structurile de rezistoare cuprind rezistoare realizate prin difuzia de bază şi prin difuzia de emitor, rezistoare implantate, rezistoare îngustate, rezistoare epitaxiale, rezistoare epitaxiale îngustate. Structurile capacitive includ capacitoarele MOS şi capacitoarele cu joncţiuni. Inductanţele cu valori mai mari decât câţiva nH nu s-au dovedit posibil de realizat în tehnologia monolitică.

Alte tehnologii pentru rezistoare, cum ar fi rezistoarele cu straturi subţiri, se discută în secţiunea următoare.

2.6.1 Rezistoare difuzate

În partea de început a acestui capitol s-a calculat rezistenţa pe pătrat a unui strat difuzat. În general, rezistoarele din circuitele integrate sunt fabricate folosind unul din straturile difuzate sau implantate ionic care se realizează în cursul procesului de fabricaţie sau, în unele cazuri, o combinaţie a două straturi.

Straturile care sunt disponibile pentru utilizarea ca rezistoare le includ pe acelea de la difuzia bazei, de la difuzia emitorului, stratul epitaxial, regiunea activă a bazei unui tranzistor şi stratul epitaxial îngustat (mărginit de difuzia de bază şi de substratul de tip *n*). Alegerea stratului depinde în general de valoarea, de toleranţa şi de coeficientul de temperatură al rezistorului cerute de aplicaţia dată.

Rezistoare realizate prin difuzia de bază şi difuzia de emitor. Structura unui rezistor tipic obţinut prin difuzia de bază (denumit de obicei rezistor de bază) este indicată în fig. 2.39.

Rezistorul este format de difuzia de tip *p* a bazei tranzistorului *npn* şi este plasat într-o insulă izolată separată. Stratul epitaxial, în care este difuzată structura rezistorului, trebuie polarizat astfel încât joncţiunea *pn* care se formează între rezistor şi stratul epitaxial să fie întotdeauna polarizată invers. Din acest motiv la stratul epitaxial (de tip *n*) se face un contact (vezi fig. 2.39) care se conectează fie la capătul cel mai pozitiv al rezistorului, fie la un potenţial care este mai pozitiv decât potenţialul oricăruia din capetele rezistorului.

Joncţiunea care se formează între rezistor şi stratul epitaxial introduce o capacitate parazită, care este distribuită de-a lungul rezistorului. Pentru majoritatea aplicaţiilor această capacitate parazită se poate modela în mod adecvat prin concentrarea şi separarea sa în două capacităţi plasate câte una la fiecare capăt al rezistorului (vezi fig. 2.40).

Rezistenţa unei structuri ca aceea indicată în fig. 2.39 este dată de

$$R = \frac{L}{W} R_{\square} \tag{2.10}$$

unde L este lungimea rezistorului, iar W lăţimea sa. Deoarece valoarea rezistenţei pe pătrat a bazei se plasează în intervalul 100—200 Ω/□, rezultă că prin utilizarea difuziei se bază se pot obţine practic valori de rezistenţă în gama 50 Ω—50 kΩ.

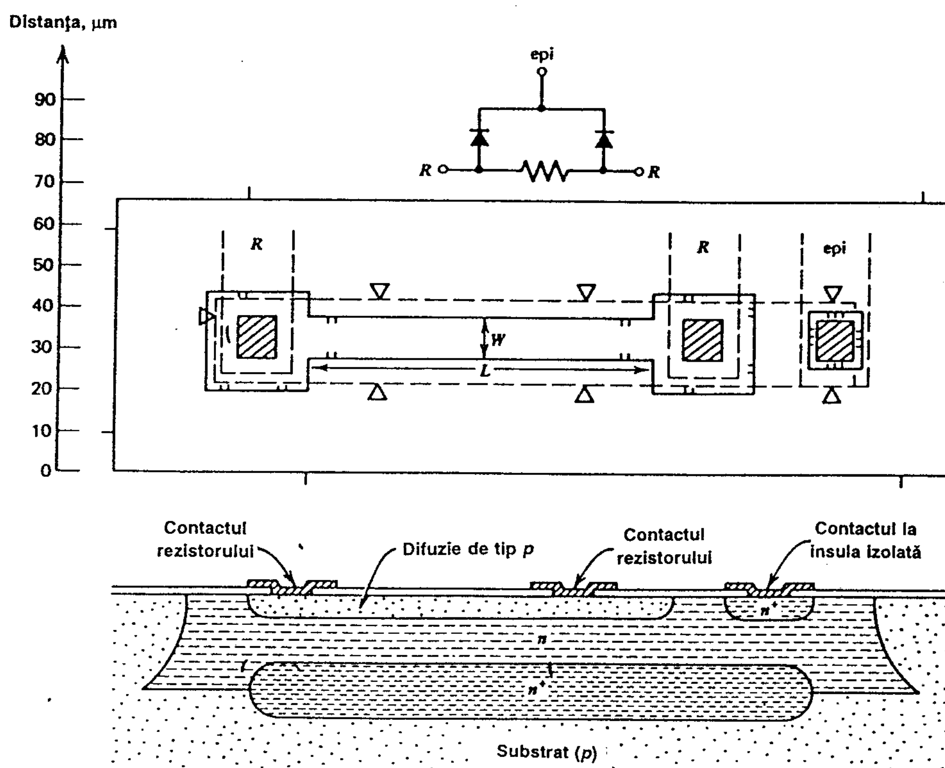


Fig. 2.39 Structura rezistorului obţinut prin difuzia de bază (rezistorul de bază).

Contribuţia capetelor rezistoruluila valoarea rezistenţei poate să fie semnificativă, în particular pentru valori mici ale raportului L/W. Forma specifică pe care o au capetele rezistorului este necesară pentru a se asigura spaţiul necesar pentru contactele ohmice.

Deoarece un obiectiv important al proiectării îl constituie reducerea la minim a ariei cipului, lăţimea rezistenţei se face cât se poate de mică, valoarea practică minimă impusă de limitele de fotolitografie fiind de aproximativ 1 μm. Atât toleranţa asupra valorii rezistenţei cât şi precizia cu care se împerechează două rezistoare identice se pot îmbunătăţi însă prin utilizarea unor geometrii mai mari. Trebuie remarcat că, pentru o valoare dată a rezistenţei pe pătrat a bazei şi o valoare dată a rezistorului, aria ocupată de rezistor creşte cu *pătratul* lăţimii sale (acest rezultat se obţine din relaţia 2.10 observând că raportul L/W este constant).

În procesele care folosesc implantări de ioni superficiale, pentru realizarea unui rezistor, se poate folosi în acelaşi mod baza implantată.

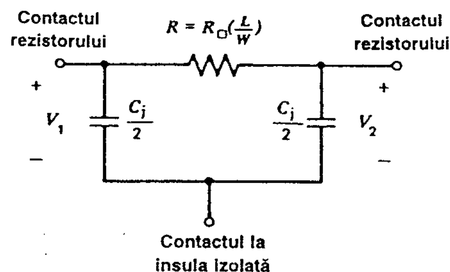


Fig. 2.40 Modelul cu constante concentrate al rezistorului de bază.

■ EXEMPLU

Să se calculeze rezistenţa şi capacitatea parazită a structurii de rezistor de bază din fig. 2.39 pentru o valoare a rezistenţei pe pătrat a bazei de 100 Ω/□ şi o rezistivitate a stratului epitaxial de 2,5 Ωcm. Se vor neglija efectele date de capetele rezistorului.

Rezistenţa este:

$$R = 100\Omega/\square \times \frac{100\mu\text{m}}{10\mu\text{m}} = 1\,\text{k}\Omega\ .$$

Capacitatea este dată de produsul dintre capacitatea pe unitatea de arie şi aria totală a rezistorului. Aria corpului rezistorului este:

$$A_1 = 10\mu\text{m}\times 100\mu\text{m} = 1000\ \mu\text{m}^2\ .$$

Aria capetelor rezistorului este:

$$A_2 = 2\,(30\mu\text{m}\times 30\mu\text{m}) = 1800\ \mu\text{m}^2\ .$$

În conformitate cu fig. 2.29, capacitatea totală pentru o polarizare nulă este:

$$C_{j0} = 10^{-4}\ \text{pF}/\mu\text{m}^2 \times 2800\ \mu\text{m}^2 = 0{,}28\ \text{pF}\ .$$

Într-o aproximaţie de prim ordin, această capacitate se poate împărţi în două părţi, plasată câte una la fiecare capăt al rezistorului. Trebuie observat că această capacitate se va modifica în funcţie de diferenţa de potenţial dintre capătul rezistenţei şi insula izolată. ■

Rezistoarele care se obţin prin difuzia de emitor (denumite pe scurt rezistoare de emitor) se realizează prin folosirea de geometrii asemănătoare cu acelea ale rezistenţelor de bază. Deoarece rezistenţa pe pătrat a difuziei de emitor este de 2—10 Ω/□, rezistoarele de emitor sunt utilizate în mod avantajos acolo unde se cer valori mici de rezistenţă. De fapt aceste rezistoare sunt des utilizate pentru a se realiza o „încrucişare" (trecere) între două trasee de metalizare (unul din trasee se conectează la capetele unui rezistor de emitor care se află sub celălalt traseu, care îl traversează). Capacităţile parazite se calculează într-un mod similar cu acelea de la rezistorul de bază. Rezistenţele de emitor au o dependenţă de temperatură care diferă de aceea a rezistoarelor de bază; cele două tipuri de rezistoare nu se împerechează în funcţie de temperatură.

Rezistoare de bază îngustate*. Al treilea strat disponibil pentru a fi utilizat ca rezistor este stratul care formează regiunea activă a bazei în tranzistoarele *npn*. Termenul de rezistor îngustat vine de la faptul că acest strat este „înghesuit" între emitorul n^+ şi regiunea de tip n a colectorului. Stratul se izolează electric prin polarizarea inversă a joncţiunilor emitor-bază şi colector-bază, realizată în mod obişnuit prin conectarea regiunilor de tip n la capătul cel mai pozitiv al rezistorului. Structura unui rezistor de bază îngustat tipic este prezentată în fig. 2.41; difuzia n^+ se suprapune parţial peste difuzia p astfel că regiunea n^+ este conectată electric la regiunea de tip n corespunzătoare stratului epitaxial.

---

* În literatura de limbă engleză termenul corespunzător pentru *rezistor îngustat* este *pinch resistor*. În literatura de limbă română se mai foloseşte şi termenul de *rezistor ciupit* (n.t.).

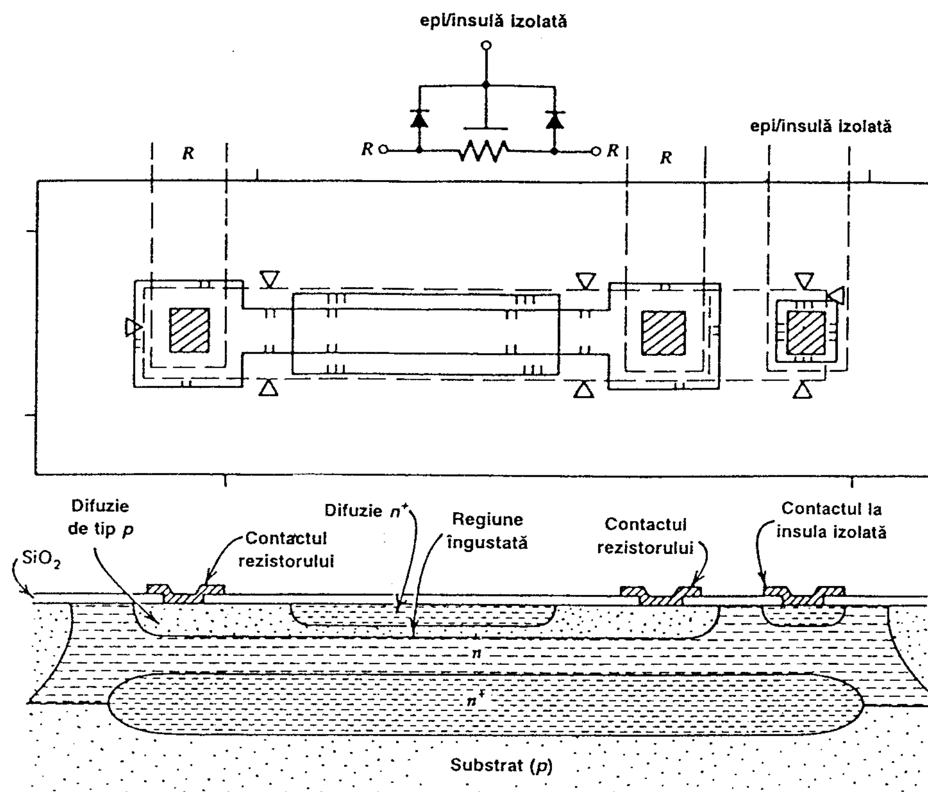


Fig. 2.41 Structura de rezistor de bază îngustat.

Deoarece rezistenţa pe pătrat are o valoare de 5—15 kΩ/□ utilizarea acestui rezistor permite obţinerea de valori foarte mari ale rezistenţei. Din păcate, rezistenţa pe pătrat suferă aceleaşi variaţii legate de proces ca şi mărimea Q_B a tranzistorului, variaţii care sunt de ordinul a $\pm 50\%$. De asemenea, deoarece materialul rezistorului îngustat este relativ slab dopat, rezistenţa are o variaţie relativ mare cu temperatura. Alt dezavantaj important al acestui rezistor este dat de tensiunea maximă care îi poate fi aplicată, limitată la o valoare de ordinul a 6 V, ca urmare a străpungerii care apare între stratul superior al difuziei de emitor şi difuzia de bază. Cu toate acestea acest tip de rezistor are o aplicare largă acolo unde toleranţele mari şi valoarea mică a tensiunii de străpungere nu constituie dezavantaje semnificative.

2.6.2 Rezistoare epitaxiale şi epitaxiale îngustate

Limitarea la tensiuni de lucru mici a rezistorului de bază îngustat nu permite utilizarea sa în circuitele în care trebuie să se obţină un curent de polarizare mic, direct de la sursa de alimentare prin intermediul unei rezistenţe de valoare mare.

Stratul epitaxial are o rezistenţă pe pătrat mult mai mare decât difuzia de bază. Ca urmare, pentru acest tip de aplicaţii stratul epitaxial este des utilizat ca rezistor.

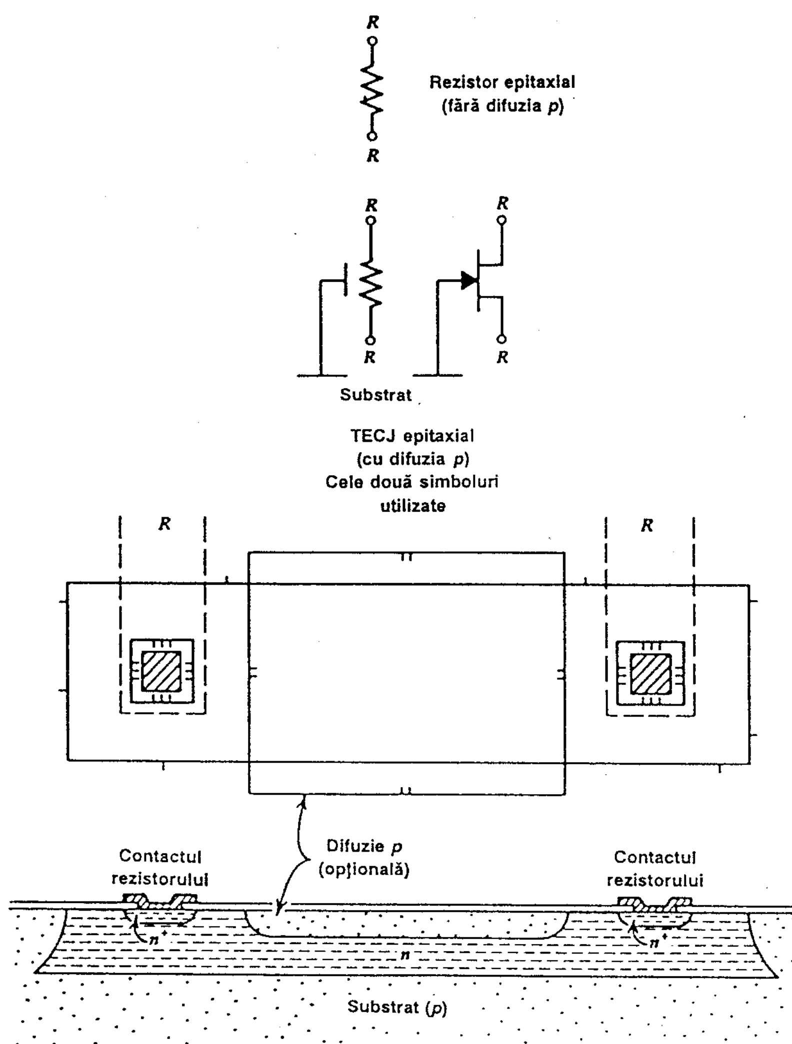


Fig. 2.42 Structura de rezistor epitaxial. Difuzia de tip p este opţională; în cazul în care se utilizează se obţine rezistorul epitaxial îngustat.

De exemplu [vezi (2.11)] rezistenţa pe pătrat a unui strat epitaxial de 17 μm, 5 Ωcm este:

$$R_{\square} = \frac{\rho_{epi}}{T} = \frac{5\ \Omega\text{cm}}{17\ \mu\text{m} \times 10^{-4}\ \text{cm}/\mu\text{m}} = 2{,}9\ \text{k}\Omega/\square\ . \tag{2.25}$$

Valori mari ale rezistenţei se pot realiza într-o arie mică prin utilizarea structurilor de tipul acelora din fig. 2.42. Şi în acest caz, rezistorul are un coeficient de temperatură destul de mare, deoarece materialul rezistorului este slab dopat. O valoare şi mai mare a rezistenţei pe pătrat se poate obţine plasând peste partea superioară a rezistorului epitaxial difuzia bazei, după cum se indică în fig. 2.42. O astfel de structură se comportă de fapt ca un tranzistor cu efect de câmp cu grilă-joncţiune, la care grila (de tip p) este conectată la substrat.

Tipul rezistorului	Rezistența pe pătrat Ω/□	Toleranța absolută %	Împerecherea %	Coeficientul de temperatură ppm/°C
Bază difuzată	100—200	±20	±2,5 (lățime de 5 μm) ±0,2 (lățime de 50 μm)	+1500—+2000
Emitor difuzat	2—10	±20	±2	+600
Implantat	100—1000	±3	±1 (lățime de 5 μm) ±0,1 (lățime de 50 μm)	Controlabil până la ±100
Bază îngustată	2k—10k	±50	±10	+2500
Epitaxial	2k—5k	±30	±5	+3000
Epitaxial îngustat	4k—10k	50	±7	+3000
Cu strat subțire	0,1k—2k	±5—±20	±0,2—±2	±10—±200

Fig. 2.43 Proprietățile diferitelor tipuri de rezistoare din circuitele integrate.

Tensiunea de închidere este dependentă de grosimea și de doparea stratului epitaxial. De exemplu, pentru cazul unui strat cu o grosime de 17 μm și o rezistivitate de 5 Ωcm și a unei difuzii de bază cu adâncimea de 3 μm tensiunea de închidere va fi [se obține din (1.151), schimbând între ele mărimile N_D și N_A și presupunând că $N_D \ll N_A$]:

$$V_p = a^2 \frac{qN_D}{2\varepsilon} - \psi_0 = 38\ \text{V}\ . \tag{2.26}$$

Atunci când este utilizat ca element de polarizare, acest rezistor asigură o independență a curentului de polarizare față de sursa de alimentare numai dacă tensiunea sursei este mai mare ca tensiunea de închidere. Totuși, curentul I_{DSS} al tranzistorului cu efect de câmp cu grilă-joncțiune este sensibil față de variațiile de proces. Proprietățile diverselor structuri de rezistoare difuzate și îngustate sunt rezumate în fig. 2.43.

2.6.3 Capacitoarele din circuitele integrate

Primele circuite integrate analogice au fost proiectate în ideea că pe cip nu pot fi integrate capacitoare de valori utilizabile din cauza consumului mare de arie; acolo unde era necesar se foloseau capacitoare externe. Și în prezent este adevărat că valori mai mari de câteva zeci de pF pentru capacitoarele monolitice sunt costisitoare din punct de vedere al consumului de arie, dar tehnicile de proiectare pentru circuitele monolitice s-au dezvoltat, permițând utilizarea unor capacitoare de valoare mică pentru realizarea unor funcții care anterior cereau capacități de valori mari. Cel mai bun exemplu pentru această tendință îl constituie probabil compensarea amplificatoarelor operaționale.

În prezent capacitoarele monolitice sunt larg utilizate în toate tipurile de circuite integrate analogice. Aceste capacitoare se împart în două categorii. Din prima categorie fac parte joncțiunile *pn* care în condițiile polarizării inverse pun în evidență în mod inerent capacitatea de barieră. Neajunsurile capacității de barieră sunt date de faptul că joncțiunea trebuie să fie menținută întotdeauna polarizată invers și că valoarea capacității se modifică odată cu variația tensiunii inverse.

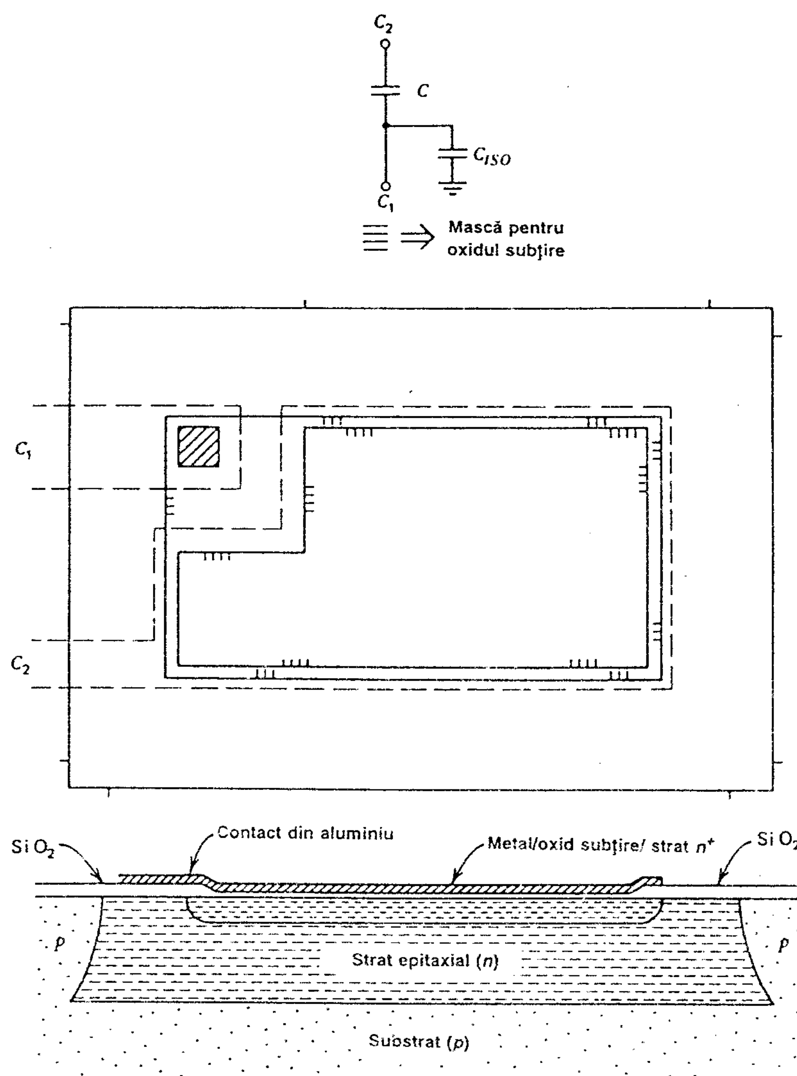


Fig. 2.44 Structura capacitorului MOS.

Pentru joncţiunea emitor-bază tensiunea de străpungere este de numai 7 V. Pentru joncţiunea colector-bază tensiunea de străpungere este mai mare, dar capacitatea pe unitatea de arie este destul de mică.

A doua categorie de capacitor monolitic, de departe cel mai mult utilizat, este capacitorul MOS, prezentat în fig. 2.44. În procesul de fabricaţie se introduce o etapă de mascare suplimentară pentru definirea pe difuzia de emitor a unei regiuni pe care se creşte un strat subţire de dioxid de siliciu. Apoi peste acest oxid subţire se depune metalizarea de aluminiu obţinându-se între aluminiu şi difuzia de emitor un capacitor, cu o capacitate specifică de 0,2—0,3 pF/mil^2 şi o tensiune de străpungere de 60—100 V. Acest capacitor este extrem de liniar şi are un coeficient de temperatură mic.

Între „armătura inferioară", de tip *n*, a capacitorului şi substrat există o capacitate parazită mare, datorită capacităţii joncţiunii strat epitaxial-substrat, dar în multe aplicaţii această capacitate parazită este lipsită de importanţă.

2.6.4 Diode Zener

După cum s-a arătat în *Capitolul 1*, joncţiunea emitor-bază a unui tranzistor *npn* are o tensiune de străpungere cuprinsă între 6 şi 8 V, valoarea sa fiind dependentă de detaliile de proces. Această tensiune este suficient de mică pentru a fi utilă ca referinţă de tensiune pentru stabilizarea circuitelor de polarizare de referinţă şi pentru realizarea unor funcţii ca, de exemplu, deplasarea de nivel. Caracteristica inversă I-V a unei joncţiuni emitor-bază tipice este ilustrată în fig. 2.45*a*.

Un aspect important al comportării acestui dispozitiv îl constituie dependenţa de temperatură a tensiunii de străpungere. Dacă valoarea tensiunii de străpungere este mai mică decât, aproximativ, 6 V mecanismul de străpungere este dat de tunelarea prin regiunea golită. Pentru tensiuni de străpungere mai mari mecanismul de străpungere este dominat de multiplicarea prin avalanşă în regiunea golită. Deoarece aceste două mecanisme au coeficienţii de temperatură de semne contrare, valoarea coeficientul de temperatură al tensiunii de străpungere va depinde de valoarea tensiunii de străpungere. Această dependenţă este prezentată în fig. 2.45*b*.

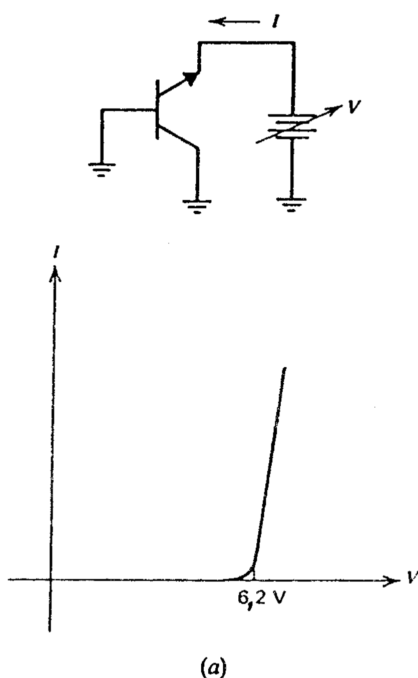


Fig. 2.45*a* Caracteristica curent-tensiune a unei diode Zener emitor-bază tipice.

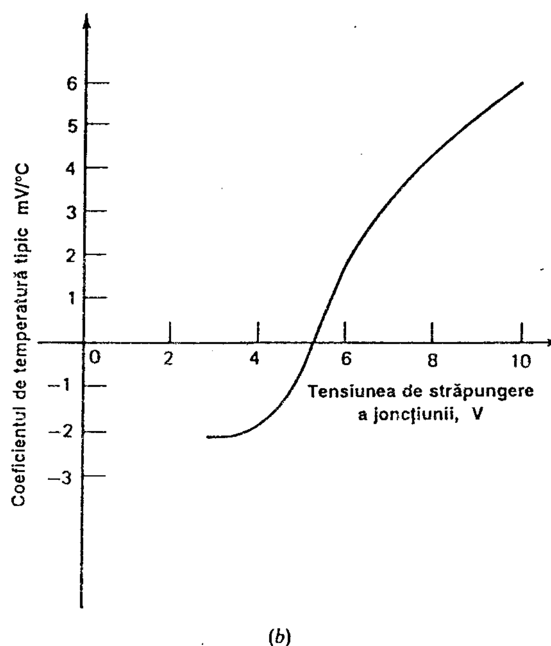


Fig. 2.45*b* Coeficientul de temperatură al tensiunii de străpungere în funcţie de tensiunea de străpungere.

2.6.5 Diode

Diodele se pot obţine prin diverse conectări ale structurilor de tranzistoare *npn* şi *pnp*, care sunt ilustrate în fig. 2.46. Pentru configuraţiile din fig. 2.46*a*, *b* şi *d* polarizarea directă a diodei determină polarizarea directă şi a joncţiunii colector-bază. Rezultă că joncţiunea colector-bază injectează în regiunea epitaxială goluri care pot fi colectate de joncţiunea invers polarizată strat epitaxial-zid de izolare sau de alte dispozitive din aceeaşi insulă izolată. Un fenomen asemănător are loc şi atunci când un tranzistor intră în saturaţie. Curenţii de substrat care apar determină o cădere de tensiune pe materialul de mare rezistivitate al substratului; în acest fel unele joncţiuni strat epitaxial-izolare din circuit pot ajunge polarizate direct în mod accidental. Ca urmare, în mod obişnuit, se preferă conectarea ca diodă din fig. 2.46*c* deoarece în această configuraţie tensiunea colector-bază se menţine la o polarizare nulă. Această conectare are şi avantajul suplimentar de a realiza şi valoarea cea mai mică a sarcinii de purtători minoritari stocată în diodă în condiţii de polarizare directă.

2.7 MODIFICĂRI ALE PROCESULUI BIPOLAR DE BAZĂ

Procesul de fabricaţie de bază a circuitelor integrate bipolare de tensiune mare descris anterior se poate modifica prin adăugarea unor etape suplimentare pentru a se putea realiza dispozitive sau caracteristici speciale.

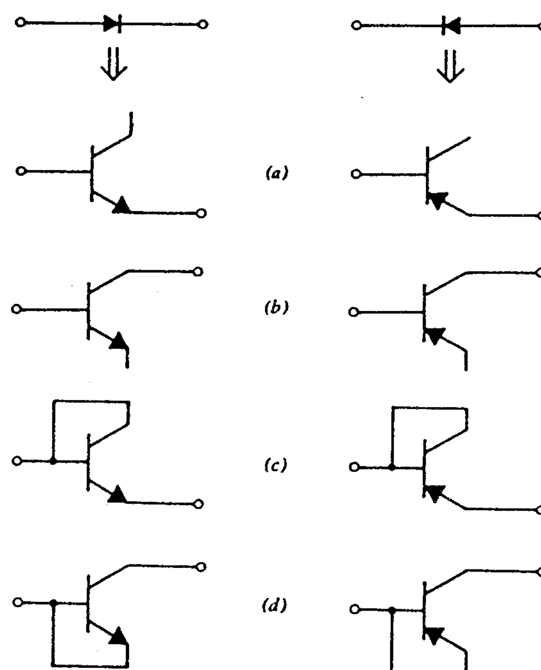


Fig. 2.46 Moduri de conectare ca diodă a tranzistoarelor *npn* şi *pnp*.

2.7.1 Izolarea dielectrică

Pentru început vom considera o tehnică de izolare — izolarea dielectrică — care este utilizată în circuitele integrate digitale sau analogice care trebuie să lucreze cu o viteză foarte mare şi/sau trebuie să funcţioneze în prezenţa unor radiaţii intense. Obiectivul acestei tehnici de izolare îl constituie izolarea electrică a colectorilor tranzistoarelor cu un strat dioxid de siliciu şi nu cu o joncţiune *pn*. Acest strat de oxid are o capacitate pe unitatea de arie mult mai mică decât aceea a unei joncţiuni *pn* şi ca urmare capacitatea colector-substrat a tranzistoarelor este mult redusă. De asemenea izolarea cu oxid elimină şi fotocurentul invers care apare în condiţii de radiaţii intense la dispozitivele izolate cu joncţiuni.

Succesiunea etapelor procesului de fabricaţie care utilizează izolarea dielectrică este ilustrată în fig. 2.47*a—d*. Materialul de start este de tip *n* cu o rezistivitate potrivită pentru regiunea de colector a tranzistorului. În prima etapă pe spatele plachetei se corodează şanţuri, care vor deveni în circuitul final, regiunile de izolare. Pentru un proces tipic de circuite analogice aceste şanţuri au o adâncime de aproximativ 20 μm. Această etapă, denumită *corodarea şanţurilor* se poate realiza într-o varietate de tehnici, inclusiv o corodare selectivă care permite o definire precisă a adâncimii şanţului. Apoi pe suprafaţă se creşte un oxid, peste care se depune un strat gros de siliciu policristalin. Deoarece acest strat va constitui suportul mecanic al plachetei finite, grosimea sa trebuie să fie de ordinul a 200 μm. În etapa următoare, după cum se indică în fig. 2.47*c*, placheta este corodată sau şlefuită pe partea în care se va realiza circuitul. Şlefuirea are loc până în momentul în care este îndepărtat tot siliciul, cu excepţia aceluia rămas în insulele izolate dintre şanţuri. După creşterea unui strat de oxid, placheta parcurge restul etapelor procesului standard. De observat că izolarea fiecărui dispozitiv este realizată prin intermediul unui strat de oxid.

2.7.2 Procese compatibile pentru dispozitive active cu performanţe ridicate

Multe aplicaţii specializate de circuit cer un tip particular de dispozitiv activ, altul decât tranzistorul *npn* sau *pnp* care rezultă din procesul standard. Aceste tipuri includ tranzistoare cu efect de câmp cu grilă-joncţiune pentru comutarea analogică şi pentru amplificatoarele cu curent mic de intrare, tranzistoare cu efect de câmp cu grila izolată (MOS) pentru aceleaşi aplicaţii, tranzistoare *npn* cu câştig foarte mare în curent („super-β") pentru amplificatoare cu curent mic de intrare şi tranzistoare *pnp* de mare viteză pentru circuitele analogice rapide. În general, realizarea acestor dispozitive cere adăugarea unei sau mai multor etape de mascare la procesul de fabricaţie de bază. În continuare se vor descrie cele mai importante dintre aceste structuri speciale.

Tranzistoare cu efect de câmp cu grilă-joncţiune (TECJ dublu difuzate). TECJ se pot fabrica pe acelaşi cip cu dispozitivele bipolare prin diferite metode. Dacă pentru canalul TECJ se utilizează regiunea bazei unui tranzistor bipolar de circuit integrat standard ca în cazul rezistorului îngustat din fig. 2.41, se obţine o valoare a tensiunii de închidere care este mult prea mare (din cauza grosimii relativ mari a canalului).

Un TECJ dublu difuzat, cu un canal mai îngust, se poate fabrica pe acelaşi cip prin adăugarea la proces a unei difuzii suplimentare (vezi fig. 2.48*a*). În această formă a procesului

grila superioară a TECJ se formează cu ajutorul unei difuzii n^+ separate. Predepunerea pentru această difuzie se face după difuzia bazei. Se continuă cu o difuzie scurtă pentru a se redistribui parţial impurităţile, după care urmează predepunerea şi difuzia standard de emitor. Deoarece predepunerea pentru grilă s-a realizat înaintea predepunerii şi difuziei de emitor, impurităţile respective difuzează mai adânc decât acelea din emitor obţinându-se pentru TECJ o regiune a canalului mai îngustă decât baza tranzistorului *npn*. Deşi din punct de vedere al structurii fizice TECJ este principial identic cu rezistorul îngustat din fig. 2.41, în mod obişnuit dimensiunile lor laterale diferă. Structuri similare se pot realiza prin utilizarea a două difuzii *p* separate pentru bază şi a unei singure difuzii n^+.

Structura de TECJ care rezultă prin procesul descris anterior are o tensiune de închidere cu o valoare tipică de 2—5 V şi un curent rezidual de grilă în gama 10—100 pA. Această structură de TECJ are însă câteva dezavantaje.

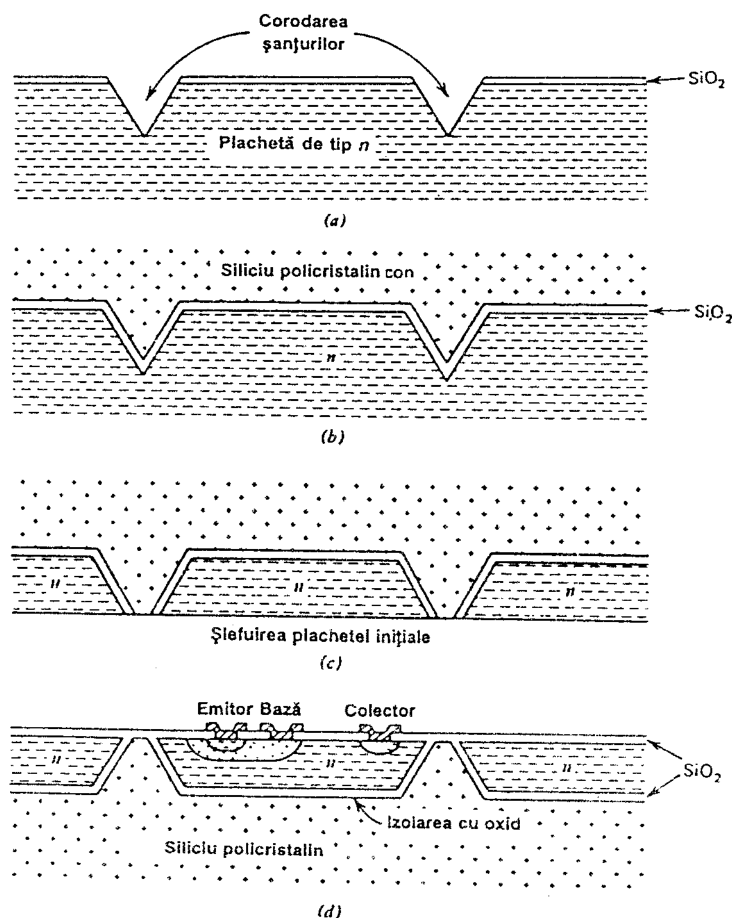


Fig. 2.47 Etapele procesului care foloseşte izolarea dielectrică. (*a*) Corodarea şanţurilor pe spatele plachetei. (*b*) Depunerea stratului suport din siliciu policristalin. (*c*) Polizarea şi şlefuirea plachetei. (*d*) Se continuă cu etapele procesului standard începând cu masca pentru bază.

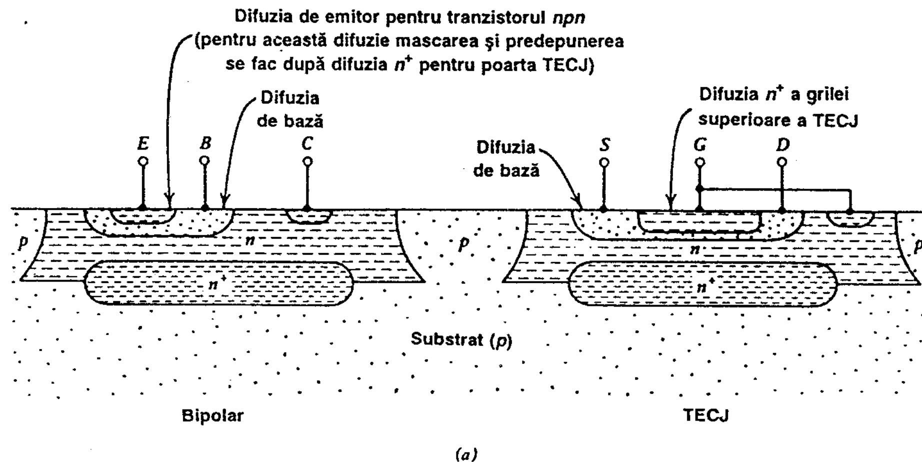


Fig. 2.48*a* Structură de TECJ dublu-difuzat compatibil.

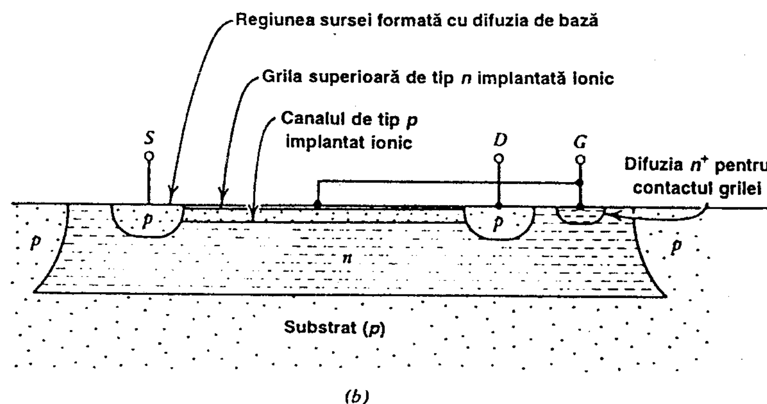


Fig. 2.48*b* Structură de TECJ implantat.

Deoarece canalul tranzistorului estedestul de îngust, variaţii relativ mici ale condiţiilor de predepunere şi difuzie conduc la variaţii mari ale grosimii canalului şi ale tensiunii de închidere. De asemenea, deoarece grila inferioară este mult mai slab dopată decât canalul, cea mai mare parte a stratului golit al acestei joncţiuni se află în materialul mai slab dopat al grilei. Ca urmare grila inferioară are o contribuţie mică la tranconductanţa tranzistorului. Alt dezavantaj este dat de faptul că tensiunea de străpungere drenă-grilă este limitată la aceea a unei joncţiuni emitor-bază de tranzistor bipolar, fiind de aproximativ 7 V.

TECJ implantate ionic. Depăşirea neajunsurilor structurii dublu difuzate se poate realiza prin introducerea în fabricaţia TECJ a unei etape de implantare ionică[5] (de tipul discutat în *Secţiunea 2.2.6*). O structură tipică de TECJ implantat ionic este prezentată în fig. 2.48*b*. Acest proces este denumit uzual BiFET. Pentru formarea canalului se utilizează o etapă de implantare de tip *p*. Deoarece procesul de implantare este capabil să asigure o plasare foarte

	Parametrul	Tipul TECJ	
		canal p difuzat	canal p implantat
	I_{DSS}	-500 μA ($W/L=25$)	-300 μA ($W/L=25$)
	V_P	2 V	1 V
	λ	-10^{-2} V^{-1}	-10^{-2} V^{-1}
	I_{GSS}	10^{-10} A	10^{-10} A
	BV_{GDO}	7 V	60 V
	g_{m0}	0,5 mA/V	0,6 mA/V
	r_d	100 Ω	50 Ω
Joncţiunea grilă-sursă	C_{gs0}	2 pF	2 pF
	ψ_0	0,7 V	0,5 V
	n	0,33	0,33
Joncţiunea grilă-drenă	C_{gd0}	0,5 pF	0,5 pF
	ψ_0	0,7 V	0,5 V
	n	0,33	0,33
Joncţiunea grilă-substrat	C_{gs0}	4 pF	4 pF
	ψ_0	0,52 V	0,52 V
	n	0,5	0,5

Fig. 2.49 Parametrii tipici pentru un TECJ din circuitele integrate.

uniformă şi precisă a impurităţilor, numărul de atomi de impuritate din canal este precis controlat. Acest fapt permite să se realizeze atât un control al valorii tensiunii de închidere cât şi o împerechere mult mai precisă în comparaţie cu cele care sunt posibile pentru TECJ dublu-difuzat. De asemenea, deoarece valoarea maximă a concentraţiei de impurităţi în regiunea canalului este de numai, aproximativ, 10^{16} atomi/cm^3, se poate menţine şi o valoare mare a tensiunii de străpungere drenă-grilă. Grila superioară se formează prin implantarea lângă suprafaţă a unui strat subţire de impurităţi de tip n. Deoarece acest strat nu se extinde prea adânc în regiunea canalului, precizia cu care se realizează adâncimea şi concentraţia de impurităţi ale acestei implantări nu afectează puternic valoarea tensiunii de închidere sau a curentului I_{DSS}. Ca urmare perechile de astfel de tranzistoare se pot realiza cu caracteristici împerecheate foarte strâns. Importanţa acestui rezultat în ceea ce priveşte realizarea de amplificatoare operaţionale cu TECJ la intrare este discutată în *Capitolul 6*

Valorile parametrilor tipici pentru TECJ din circuitele integrate sunt date în fig. 2.49.

Tranzistoare super-β. O altă cale pentru micşorarea curentului de polarizare al intrării [illegible] creşterea câştigului în curent [illegible] din cadrul de [illegible] bază, cât şi eficienţa emitorului [illegible] curent [illegible] măsură ce grosimea bazei devine tot mai mică. Ca urmare câştigul [illegible] al tranzistoarelor din circuit se poate mări prin creşterea timpului de difuzie [illegible] deoarece în acest fel se micşorează grosimea bazei. Creşterea câştigului în curent [illegible] însă şi reducerea tensiunii de străpungere BV_{CEO} a tranzistoarelor.

În *Secţiunea 1.3.4* s-a arătat că

$$BV_{CEO} = \frac{BV_{CBO}}{\sqrt[n]{\beta}}, \tag{2.27}$$

unde BV_{CEO} este tensiunea de străpungere corespunzătoare zonei plane a joncţiunii colector-bază. Deci pentru o rezistivitate dată a stratului epitaxial şi, corespunzător, pentru o tensiune de străpungere colector-bază dată, o creştere în β duce la o scădere în BV_{CEO}. Creşterea câştigului în curent, β, al tuturor tranzistoarelor din circuit nu este însă posibilă deoarece în acest caz circuitul nu va mai putea rezista la tensiunea de lucru cerută.

Problema compromisului între câştigul în curent şi tensiunea de străpungere se poate rezolva prin fabricarea pe cip a două tipuri de tranzistoare.

Unul, tranzistorul standard, este asemănător ca structură tranzistoarelor convenţionale. Prin introducerea unei a doua difuzii, se realizează tranzistoare cu β foarte mare care se utilizează ca tranzistoare de intrare în amplificator. O structură tipică a unor astfel de tranzistoare este indicată în fig. 2.50. Ca şi în cazul TECJ dublu difuzat, aceste tranzistoare se pot realiza fie utilizând pentru ambele tipuri de tranzistoare aceeaşi difuzie de bază şi difuzii de emitor diferite, fie prin utilizarea a două difuzii de bază diferite şi a aceleiaşi difuzii de emitor. Se folosesc ambele metode. Deoarece tranzistoarelor super-β nu li se cere să aibă o tensiune de străpungere mai mare ca aproximativ 1 V, ele se pot difuza cu o bază extrem de subţire, obţinându-se valori ale câştigului în curent de 2000—5000. Pentru aceste grosimi ale bazei mecanismul real de străpungere nu mai este dat câtuşi de puţin de multiplicarea în regiunea golită a joncţiunii colector-bază ci de un alt fenomen denumit pătrundere. Prin pătrundere se înţelege extinderea regiunii golite a joncţiunii colector-bază în toată baza, până la atingerea regiunii golite a joncţiunii emitor-bază. Utilizarea acestor tranzistoare în amplificatoarele operaţionale este descrisă în *Capitolul 6*.

Tranzistoare MOS. Tranzistoarele MOS sunt utile în proiectarea de circuite integrate deoarece cu ele se pot realiza comutatoare analogice de mare performanţă, amplificatoare cu curent de intrare mic şi în mod particular, utilizând tehnologia MOS, circuite logice complexe într-o arie mică. Acest ultim aspect este important deoarece separarea subsistemelor în cipuri analogice şi digitale devine din ce în ce mai dificilă pe măsură ce complexitatea cipurilor individuale devine mai mare.

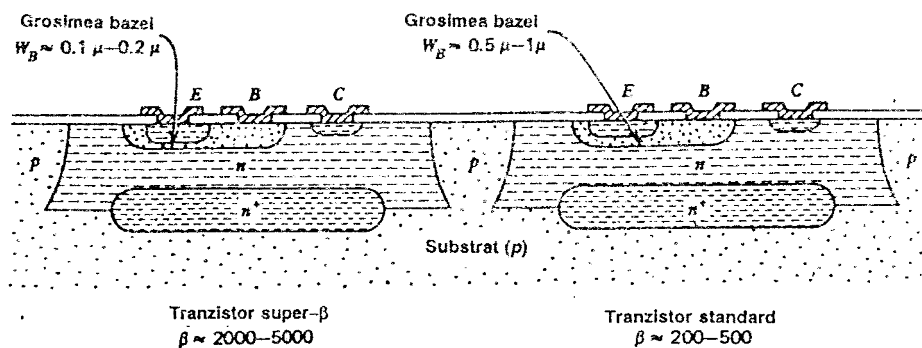


Fig. 2.50 Structură de tranzistor super-β.

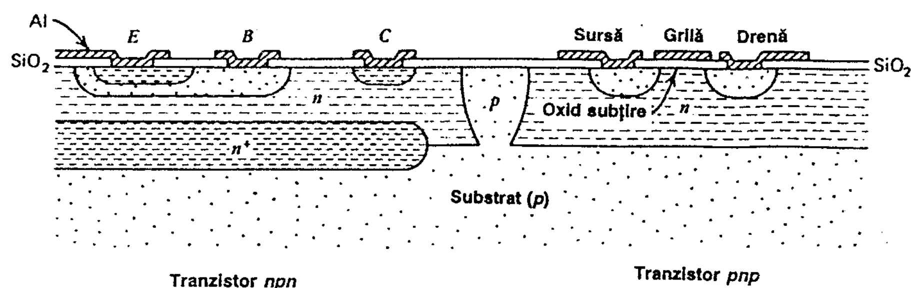


Fig. 2.51 Tranzistor MOS cu canal *p*, compatibil.

Tranzistoare MOS, cu grilă de aluminiu şi canal *p*, se pot realiza prin procesul standard de circuite integrate analogice de tensiune mare la care se adaugă însă o etapă suplimentară de mascare[15]. În cazul în care în procesul originar s-a inclus o mască pentru capacitoare, această etapă suplimentară nu mai este necesară. După cum se indică în fig. 2.51, sursa şi drena sunt formate în stratul epitaxial prin folosirea difuziei de bază. Masca de capacitor se foloseşte pentru a defini regiunea corespunzătoare oxidului de deasupra canalului. Metalizarea din aluminiu formează grila. O dezvoltare majoră în fabricaţia de circuite integrate care a avut loc în ultimii ani, o constituie combinarea pe acelaşi cip a tranzistoarelor bipolare de mare performanţă cu tranzistoare CMOS, în cadrul unui proces denumit BiCMOS, care va fi prezentat în *Secţiunea 2.11*.

Tranzistoare *pnp* dublu difuzate. Răspunsul slab în frecvenţă al tranzistoarelor *pnp* laterale limitează performanţele de înaltă frecvenţă care pot fi atinse de unele tipuri de circuite analogice. Deşi în multe cazuri s-a verificat că este posibil să se învingă aceste dificultăţi prin proiectarea inteligentă a circuitului, circuitul care rezultă este adeseori complex şi scump. O alternativă constă în utilizarea unui proces mult mai complex prin care se pot produce tranzistoare *pnp* dublu difuzate de viteză mare, cu proprietăţi comparabile cu acelea ale tranzistorului *npn*[16]. Procesul foloseşte în mod uzual trei etape suplimentare de mascare şi difuzie: una pentru realizarea unei regiuni de tip *p* uşor dopate — care va fi colectorul tranzistorului *pnp*, o difuzie de tip *n* pentru formarea bazei tranzistorului *pnp* şi încă o difuzie de tip *p* cu care se realizează emitorul tranzistorului *pnp*. Structura tipică care se obţine este indicată în fig. 2.52. Acest proces necesită zece etape de mascare şi două etape de creştere epitaxială.

2.7.3 Componente pasive cu performanţe ridicate

Dezavantajele rezistoarelor difuzate sunt date de valoarea ridicată a coeficientului de temperatură, de toleranţele slabe şi de izolarea cu joncţiuni. Acest ultim dezavantaj este legat de faptul că fiecărui rezistor i se asociază capacităţi parazite şi că expunerea la radiaţii determină apariţia unor fotocurenţi care curg prin joncţiunile de izolare.

Aceste dezavantaje se pot elimina prin utilizarea rezistoarelor cu straturi subţiri, depuse pe suprafaţa superioară a cipului peste un strat izolant de oxid. După depunerea materialului rezistorului, rezistoarele individuale sunt definite prin intermediul unei etape de mascare fiind apoi interconectate cu restul circuitului prin utilizarea procesului standard de interconectare cu aluminiu.

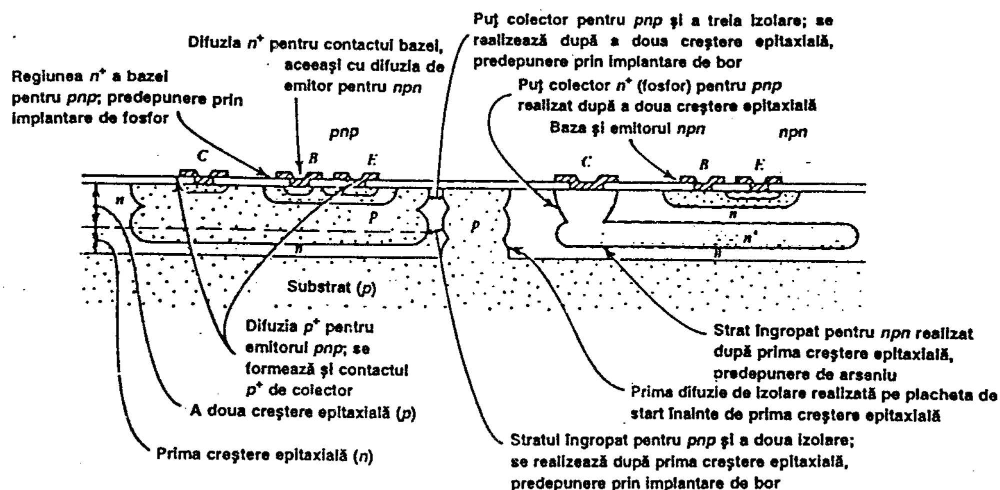


Fig. 2.52 Proces de tranzistor *pnp* dublu-difuzat, compatibil.

Materialele folosite în mod obişnuit pentru rezistoarele cu straturi subţiri sunt nicromul şi tantalul. O structură tipică este indicată în fig. 2.53. Proprietăţile rezistoarelor care se obţin prin folosirea acestor materiale sunt rezumate în fig. 2.54.

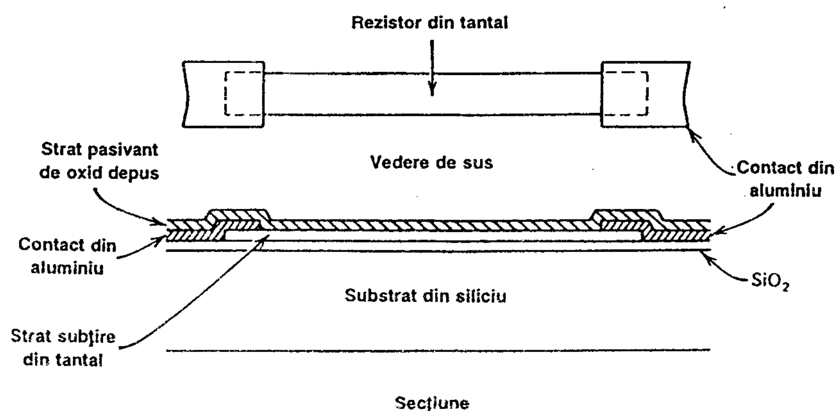


Fig. 2.53 Structură tipică de rezistor cu straturi subţiri.

	Tipul rezistorului		
	Nicrom	Tantal	Cermet (Cr-SiO)
Rezistenţa pe pătrat, Ω/□	10—1000	10—1000	30—2500
Coeficientul de temperatură, ppm/°C	$\pm$10—$\pm$150	$\pm$5—$\pm$200	$\pm$50—$\pm$150

Fig. 2.54 Proprietăţile rezistoarelor monolitice cu straturi subţiri.

2.8 FABRICAREA CIRCUITELOR INTEGRATE MOS

Tehnologiile de fabricaţie a circuitelor integrate MOS se extind pe un spectru considerabil mai larg în ceea ce priveşte complexitatea şi performanţele decât acela al tehnologiilor bipolare. În general se poate spune că tehnologiile MOS cele mai utilizate în prezent se împart în două categorii. O primă categorie, tehnologiile NMOS, oferă două tipuri fundamentale de tranzistoare MOS: cu canal *n* indus (tensiunea de prag este mai mare ca 0 V) şi cu canal *n* iniţial (tensiunea de prag este mai mică decât 0 V). Tranzistorul cu canal indus este utilizat în esenţă ca sarcină activă. A doua categorie o constituie tehnologiile CMOS care oferă de asemenea tot două tipuri fundamentale de tranzistoare MOS: cu canal *n* indus şi cu canal *p* indus. Cu scopul de a ilustra tehnologiile de fabricaţie MOS se consideră un exemplu gândit astfel încât să conţină toate cele trei tipuri de tranzistoare. De fapt, într-un proces real de producţie, toate cele trei tipuri de tranzistoare sunt rareori întâlnite laolaltă.

În tehnologiile CMOS substratul folosit este fie de tip *p*, fie de tip *n*, tranzistorul complementar fiind realizat într-o zonă izolată, implantată, de tip opus substratului. Materialul de start este o plachetă din siliciu cu concentraţie de impurităţi de 10^{14}—10^{15} atomi/cm^3 care, în cazul exemplului de faţă, se va considera că este de tip *p*. În cazul tehnologiei CMOS prima etapă constă în realizarea unei zone izolate, denumită *vană**, de tip opus substratului — deci în acest caz de tip *n* — în care se va forma tranzistorul complementar. Vana *n* se formează printr-o operaţie de mascare şi implantare a unei specii donoare, tipic fiind utilizat fosforul. Printr-o difuzie ulterioară implantării se ajunge la structura prezentată în fig. 2.55. Valoarea concentraţiei la suprafaţă în vana *n*, după difuzie, este tipic de 10^{15}—10^{16} atomi/cm^3.

Urmează depunerea unui strat de nitrură de siliciu. Acest strat este apoi definit printr-o operaţie de mascare, astfel încât nitrura să rămână numai pe ariile în care se vor realiza dispozitivele active. Suprafeţele neacoperite de nitrură sunt denumite zone de câmp, sau pe scurt câmp. După mascare se realizează o implantare suplimentară prin care se creşte concentraţia la suprafaţă a zonelor neacoperite cu nitrură. (De multe ori această etapă include şi o operaţie de mascare suplimentară astfel încât concentraţiile la suprafaţă pe vană şi pe câmp să poată fi controlate independent, prin intermediul unor implantări separate). Necesitatea creşterii concentraţiei de suprafaţă pe câmp se explică observând că zonele de câmp se comportă ca nişte tranzistoare MOS „parazite“ care au oxidul de poartă foarte gros. Pentru realizarea unei izolări corecte între tranzistoare, tranzistoarele „parazite“ trebuie să aibă o tensiune de prag de valoare suficient de mare astfel încât să nu fie deschise niciodată. Creşterea valorii tensiunii de prag se realizează prin creşterea concentraţiei la suprafaţă pe câmp. După implantarea câmpului urmează o oxidare localizată (oxidarea de câmp), rezultând structura prezentată în fig. 2.56. După creşterea oxidului de câmp nitrura este îndepărtată din aria activă şi se realizează o implantare prin intermediul căreia se ajustează concentraţia la suprafaţă în zonele care vor deveni canalele tranzistoarelor MOS. Aplicând relaţia 1.166 pentru nivelele de dopare uzual întâlnite în ariile active se găseşte o tensiune de prag de câteva sute de mV pentru tranzistorul cu canal *n* şi de aproximativ −2 V pentru tranzistorul cu canal *p*.

* În româneşte pentru aceste zone izolate se folosesc curent, în afara termenului de *vană*, şi termenii din literatura de limbă engleză: *well* sau *tub*. Vom avea deci *n-well*, *p-well* şi *twin-tub* (n.t.).

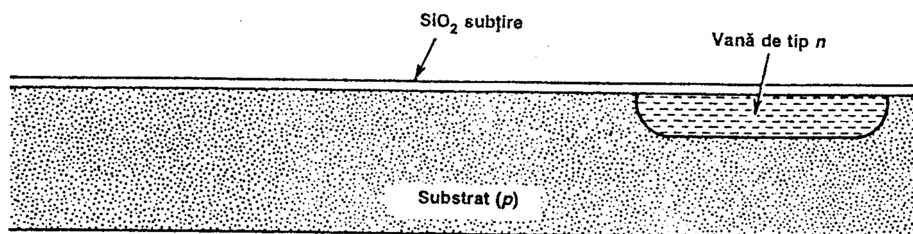


Fig. 2.55. Secţiune transversală prin structură după implantarea şi difuzia vanei de tip *n*. În etapele ulterioare ale procesului în zonele de tip *p* neimplantate ale substratului se vor forma tranzistoarele cu canal *n* iar în vana de tip *n* se vor forma tranzistoarele cu canal *p*.

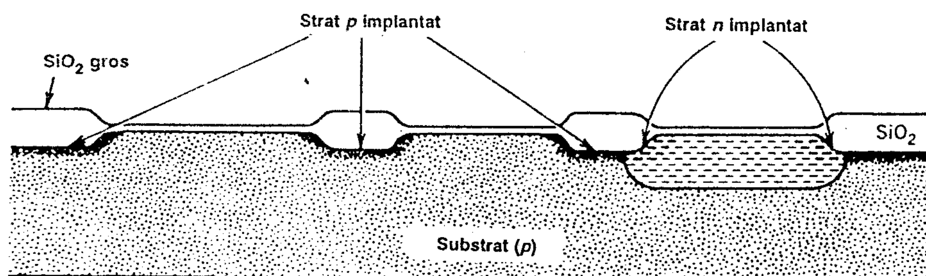


Fig. 2.56 Secţiune transversală prin structură după etapa de implantare de câmp şi oxidare de câmp.

Pentru circuitele digitale este de dorit, din motive legate de marginea de zgomot, o valoare a tensiunii de prag de 0,7 V până la 1 V. De obicei, pentru a aduce tensiunea de prag la aceste valori, se include o etapă de implantare care modifică concentraţia la suprafaţă în regiunea canalului a ambelor tipuri de tranzistoare. Deşi uneori această ajustare a tensiunii de prag este realizată printr-o singură implantare superficială, pe întreaga plachetă, care modifică simultan tensiunea de prag a ambelor tipuri de tranzistoare, mult mai des se folosesc două operaţii de mascare şi de implantare diferite, câte una pentru fiecare tip de tranzistor. De asemenea, în cazul în care procesul oferă şi tranzistoare cu canal *n* iniţial, ele sunt definite în acest punct printr-o operaţie de mascare şi implantare prin care se modifică valoarea tensiunii de prag numai a acelor tranzistoare care trebuie să devină normal deschise. Urmează depunerea unui strat de polisiliciu, porţile diverselor tranzistoare fiind apoi definite printr-o operaţie de mascare.

Structura care rezultă este prezentată în fig. 2.57.

Tehnologia MOS cu poartă din siliciu oferă trei nivele de interconectare: metalul, polisiliciul şi difuzia. Cu excepţia situaţiilor în care în proces se iau măsuri speciale conectarea între polisiliciu şi straturile difuzate necesită utilizarea unui traseu (o punte) de metal, deoarece stratul de polisiliciu acţionează ca o mască pentru difuzie. Obţinerea unui contact electric direct între polisiliciu şi straturile difuzate se realizează prin includerea în proces înainte de depunerea polisiliciului, cu ajutorul unei operaţii de mascare, a unui contact îngropat.

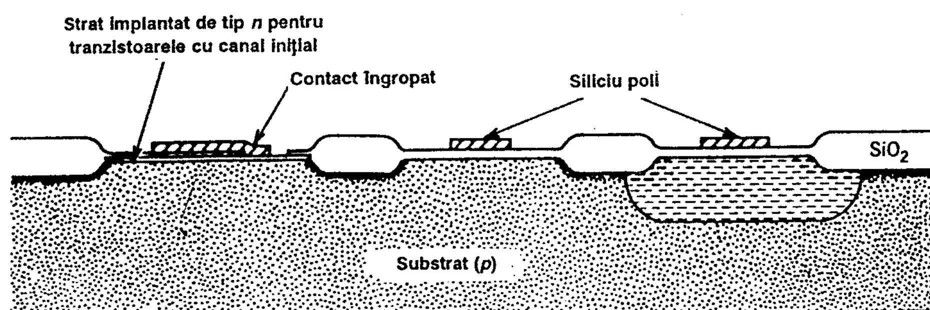


Fig. 2.57 Secțiune transversală prin structură după depunerea şi definirea stratului de polisiliciu al grilei. În zonele cu oxid subţire s-a realizat o implantare pentru ajustarea tensiunii de prag a tranzistoarelor.

Prin această operaţie de mascare în stratul de dioxid de siliciu se deschide o fereastră în zona care se va afla sub polisiliciu. În acest fel polisiliciul depus va atinge suprafaţa siliciului, formând un contact direct polisiliciu-siliciu. Tranzistorul cu canal iniţial din fig. 2.57 are un astfel de contact îngropat prin care sursa îi este conectată la grilă.

În etapa următoare prin intermediul unei operaţii de mascare se acoperă cu fotorezist tranzistoarele cu canal *p*; printr-o corodare este înlăturat oxidul din zonele de sursă şi drenă ale tranzistoarelor cu canal *n*. Aceste zone sunt dopate apoi cu arsen sau cu fosfor fie prin implantare, fie prin difuzie. După o oxidare de scurtă durată operaţiile anterioare sunt repetate pentru zonele de sursă şi drenă de tip *p*, pentru doparea cărora se foloseşte borul. Structura care rezultă este prezentată în fig. 2.58.

În mod obişnuit în acest punct al procesului pe plachetă se depune un strat de dioxid de siliciu fie prin depunere chimică din faza de vapori, fie folosind alte tehnici asemănătoare. Rolul acestui strat este de a reduce capacităţile parazite ale metalizării de interconectare. Acest oxid nu poate fi crescut termic din cauza redistribuirii profilelor de impurităţi care ar avea loc în timpul creşterii oxidului. După depunerea oxidului, printr-o operaţie de mascare, se deschid ferestrele de contact. Urmează depunerea metalului şi definirea traseelor de metalizare prin intermediul unei alte operaţii de mascare. Forma finală a structurii este prezentată în fig. 2.59. Microfotografia unui astfel de tranzistor este prezentată în fig. 2.60. Următoarele etape ale procesului de fabricaţie sunt aceleaşi ca la tehnologia bipolară, descrisă în *Secţiunea 2.3*.

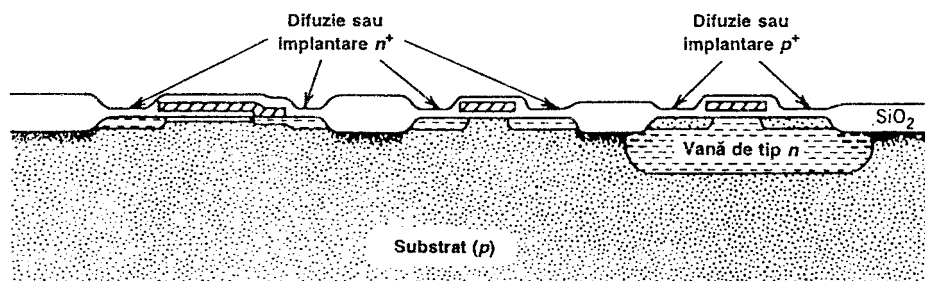


Fig. 2.58 Secţiune transversală prin structură după operaţiile de mascare şi difuzie a sursei şi drenei.

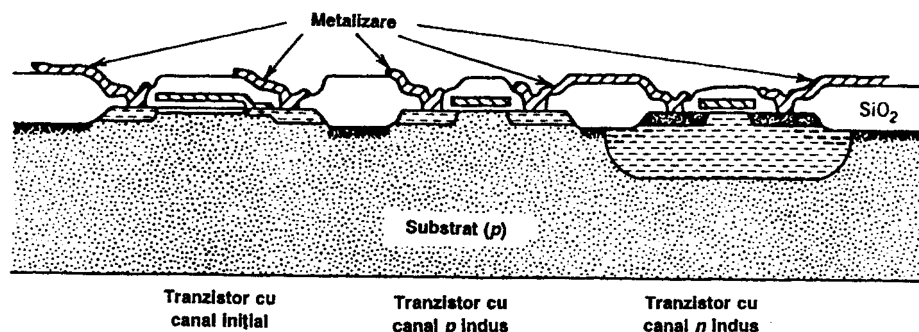


Fig. 2.59 Secţiune transversală prin structura în forma finală. Tranzistoarele cu canal *n* indus şi canal *n* iniţial se deosebesc între ele prin faptul că tranzistorul cu canal iniţial a suferit o implantare de impurităţi donoare în canal pentru micşorarea tensiunii sale de prag, care ajunge astfel la o valoare uzuală cuprinsă între −1,5 şi −3 V.

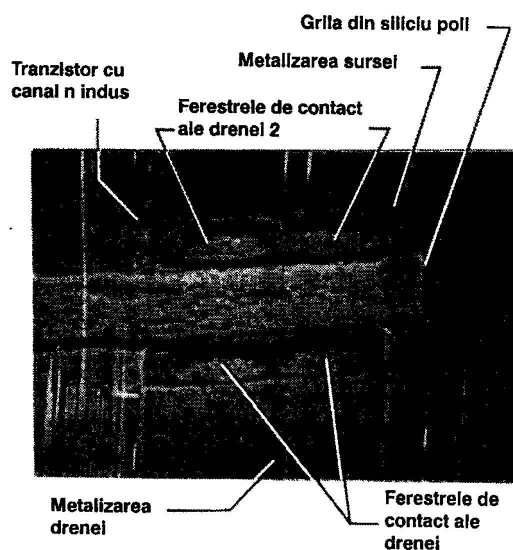


Fig. 2.60 Microfotografia unui tranzistor MOS cu poartă din siliciu. În această fotografie sunt vizibile poarta din polisiliciu, marginea regiunii cu oxid de câmp, metalizările de drenă şi de sursă şi ferestrele de contact. Pentru acest tranzistor particular ferestrele de contact au forma a două deschideri dreptunghiulare şi nu a unui singur dreptunghi mai lung, ca în fig. 2.61. Ferestrele de contact de dimensiuni mari sunt frecvent realizate prin mai multe ferestre mai mici, elementare, toate având aceeaşi geometrie. În acest fel se obţine o mai bună uniformitate a vitezei de corodare a ferestrelor de contact şi o mai bună împerechere a dispozitivelor.

2.9 DISPOZITIVE ACTIVE ÎN CIRCUITELE INTEGRATE MOS

Procesul tehnologic prezentat în secţiunea anterioară permite realizarea unei diversităţi de dispozitive având diferite tensiuni de prag, diferite mobilităţi în canal şi diferite capacităţi parazite. În plus procesul permite şi obţinerea unui repetor pe emitor bipolar, folosind vana ca bază. În secţiunea de faţă se vor examina proprietăţile acestor diferite tipuri de dispozitive.

2.9.1 Tranzistoare cu canal *n*

În fig. 2.61 este prezentat un layout tipic pentru un tanzistor MOS cu canal n. Partea din dispozitiv care este activă electric este aceea de sub grilă; restul ariei ocupate de dispozitiv asigură numai contactele electrice la terminale. La fel ca şi în cazul tranzistoarelor bipolare integrate, aceste arii introduc capacităţi şi rezistenţe parazite.

În comparaţie cu tehnologiile bipolare, în cazul tehnologiilor MOS, proiectantul de circuite are o mult mai mare flexibilitate relativ la „croirea" proprietăţilor fiecărui dispozitiv în concordanţă cu rolul care îi este destinat într-un circuit particular. Proiectantul poate specifica atât lăţimea canalului (analoagă ariei de emitor pentru bipolar) cât şi lungimea canalului. Lungimea canalului este analoagă grosimii bazei tranzistorului bipolar; grosimea bazei nu se află sub controlul proiectantului deoarece este un parametru de proces şi nu un parametru definit prin mască. Spre deosebire de cazul tranzistorului bipolar transconductanţa tranzistorului MOS, pentru o valoare dată a curentului de drenă, poate fi făcută să varieze într-o gamă mare de valori prin modificarea geometriei tranzistorului. Aceeaşi situaţie se întâlneşte şi pentru tensiunea grilă-sursă. În alegerea geometriei tranzistorului proiectantul trebuie să fie însă capabil să asocieze modificările de geometrie cu modificările parametrilor electrici ai tranzistorului. Pentru a ilustra această procedură se vor calcula parametrii de model pentru tranzistorul prezentat în fig. 2.61. Acest tranzistor are un canal cu o lungime şi o lăţime — desenate pe mască — de 6 μm şi respectiv 50 μm. Se presupune că parametrii de proces sunt aceia daţi în *Tabelul 2.1*, care corespund unui proces în care lungimea minimă a porţii este de 3 μm. Parametrii unor procese mult mai avansate sunt daţi în *Tabelul 2.2* şi *Tabelul 2.3*.

Tensiunea de prag. În conformitate cu cele prezentate în *Capitolul 1* expresia tensiunii de prag este

$$V_t = \phi_{ms} + 2\phi_f + \frac{Q_b}{C_{ox}} - \frac{Q_{ss}}{C_{ox}} \tag{2.28}$$

unde ϕ_{ms} este diferenţa de lucru de ieşire metal-semiconductor, ϕ_f nivelul Fermi în volumul siliciului, Q_b sarcina din regiunea golită din substrat, C_{ox} capacitatea oxidului pe unitatea de arie şi Q_{ss} densitatea de sarcini fixe de la interfaţa Si/SiO_2. Modul de calcul a valorii tensiunii de prag se va prezenta în exemplul următor.

Valoarea tensiunii de prag trebuie determinată însă de multe ori pe cale experimentală. O metodă constă în trasarea dependenţei rădăcinii pătrate a curentului de drenă în funcţie de tensiunea grilă-sursă (vezi fig. 2.62). Tensiunea de prag rezultă la intersecţia extrapolării porţiunii liniare a caracteristicii cu axa tensiunii grilă-sursă (cu alte cuvinte porţiunea liniară a caracteristicii se extrapolează până la o valoare nulă a curentului de drenă). Din panta porţiunii liniare a caracteristicii se poate determina mărimea $\mu_n C_{ox} W/L_{ef}$ specificată la valoarea

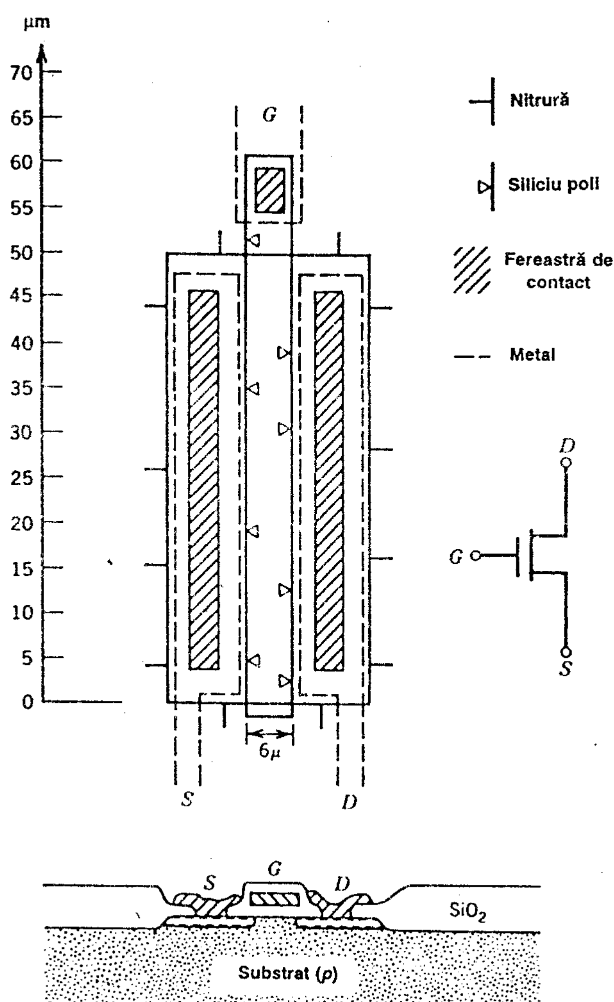


Fig. 2.61 Exemplu de layout pentru un tranzistor MOS cu poartă din siliciu cu canal *n*. Diferitele măşti sunt codificate după cum se indică în figură.

tensiunii drenă-sursă la care s-au făcut măsurătorile. Caracteristica determinată experimental se abate de la linia dreaptă la curenţi mici din cauza conducţiei sub prag iar la curenţi mari din cauza scăderii mobilităţii în canal, pe măsură ce viteza purtătorilor se apropie de valoarea limită determinată de împrăştieri.

■ EXEMPLU

Să se calculeze tensiunea de prag a tranzistoarelor NMOS neimplantate şi implantate, pentru procesul descris în *Tabelul 2.1*, în condiţiile unei polarizări nule a substratului.

Tabelul 2.1

Parametrii de proces pentru un proces tipic CMOS n-well, cu poartă din siliciu, având o lăţime minimă a porţii de 3 μm

Parametrul	Simbolul	Tranzistor cu canal n	Tranzistor cu canal p	Unităţi
Doparea substratului	N_A, N_D	1×10^{15}	1×10^{16}	cm^{-3}
Grosimea oxidului porţii	t_{ox}	400	400	Å
Diferenţa de lucru de ieşire metal-semiconductor	ϕ_{ms}	−0,6	−0,1	V
Mobilitatea în canal	μ_n, μ_p	700	350	cm^2/Vs
Lungimea minimă, desenată pe mască, a canalului	$L_{mască}$	3	3	μm
Adâncimea joncţiunii sursă, drenă	X_j	0,6	0,6	μm
Difuzia laterală sursă, drenă	L_d	0,3	0,3	μm
Capacitatea de suprapunere pe unitatea de lungime a porţii	C_{ol}	0,35	0,35	fF/μm
Implantarea de ajustare a pragului (profil dreptunghiular)				
- tipul de impuritate		p	p	
- adâncimea efectivă	X_i	0,3	0,3	μm
- concentraţia de suprafaţă efectivă	N_{si}	2×10^{16}	$0,9\times10^{16}$	cm^{-3}
Valoarea nominală a tensiunii de prag	V_t	0,7	−0,7	V
Concentraţia de impurităţi în grila din polisiliciu	N_{dpoli}	10^{20}	10^{20}	cm^{-3}
Rezistenţa pe pătrat a grilei din polisiliciu	R_s	20	20	Ω/□
Capacităţile joncţiunilor sursă/drenă - substrat la polarizare nulă	C_{j0}	0,08	0,20	fF/μm^2
Coeficientul de gradare al joncţiunilor sursă/drenă - substrat	n	0,5	0,5	
Capacităţile joncţiunilor laterale sursă/drenă la polarizare nulă	C_{jsw0}	0,5	1,5	fF/μm
Coeficientul de gradare al joncţiunilor laterale sursă/drenă - substrat	n	0,5	0,5	
Diferenţa de potenţial internă a joncţiunilor sursă/drenă	ψ_0	0,65	0,65	V
Densitatea de sarcini fixe	Q_{ss}/q	10^{11}	10^{11}	cm^{-2}
Parametrul de modulaţie a lungimii canalului	$\frac{dX_d}{dV_{DS}}$	0,2	0,1	μm/V

Tabelul 2.2

Parametrii de proces pentru un proces CMOS n-well, cu poartă din siliciu, având o lățime minimă a porții de 1,5 μm

Parametrul	Simbolul	Tranzistor cu		Unități
		canal n	canal p	
Doparea substratului	N_A, N_D	2×10^{15}	$1,5\times10^{16}$	cm^{-3}
Grosimea oxidului porții	t_{ox}	250	250	Å
Diferența de lucru de ieșire metal-semiconductor	ϕ_{ms}	−0,6	−0,1	V
Mobilitatea în canal	μ_n, μ_p	650	300	cm^2/Vs
Lungimea minimă, desenată pe mască, a canalului	$L_{mască}$	1,5	1,5	μm
Adâncimea joncțiunii sursă, drenă	X_j	0,35	0,4	μm
Difuzia laterală sursă, drenă	L_d	0,2	0,3	μm
Capacitatea de suprapunere pe unitatea de lungime a porții	C_{ol}	0,18	0,26	fF/μm
Implantarea de ajustare a pragului (profil dreptunghiular)				
- tipul de impuritate		p	p	
- adâncimea efectivă	X_i	0,3	0,3	μm
- concentrația de suprafață efectivă	N_{si}	2×10^{16}	$0,9\times10^{16}$	cm^{-3}
Valoarea nominală a tensiunii de prag	V_t	0,7	−0,7	V
Concentrația de impurități în grila din polisiliciu	N_{dpoli}	10^{20}	10^{20}	cm^{-3}
Rezistența pe pătrat a grilei din polisiliciu	R_s	20	20	Ω/□
Capacitățile joncțiunilor sursă/drenă - substrat la polarizare nulă	C_{j0}	0,14	0,25	fF/μm^2
Coeficientul de gradare al joncțiunilor sursă/drenă - substrat	n	0,5	0,5	
Capacitățile joncțiunilor laterale sursă/drenă la polarizare nulă	C_{jsw0}	0,8	1,8	fF/μm
Coeficientul de gradare al joncțiunilor laterale sursă/drenă - substrat	n	0,5	0,5	
Diferența de potențial internă a joncțiunilor sursă/drenă	ψ_0	0,65	0,65	V
Densitatea de sarcini fixe	Q_{ss}/q	10^{11}	10^{11}	cm^{-2}
Parametrul de modulație a lungimii canalului	$\frac{dX_d}{dV_{DS}}$	0,12	0,06	μm/V

Tabelul 2.3

Parametrii de proces pentru un proces CMOS n-well, cu poartă din siliciu, având o lăţime minimă a porţii de 0,8 μm

Parametrul	Simbolul	Tranzistor cu canal n	Tranzistor cu canal p	Unităţi
Doparea substratului	N_A, N_D	4×10^{15}	3×10^{16}	cm^{-3}
Grosimea oxidului porţii	t_{ox}	150	150	Å
Diferenţa de lucru de ieşire metal-semiconductor	ϕ_{ms}	−0,6	−0,1	V
Mobilitatea în canal	μ_n, μ_p	550	250	cm^2/Vs
Lungimea minimă, desenată pe mască, a canalului	$L_{mască}$	0,8	0,8	μm
Adâncimea joncţiunii sursă, drenă	X_j	0,2	0,3	μm
Difuzia laterală sursă, drenă	L_d	0,12	0,18	μm
Capacitatea de suprapunere pe unitatea de lungime a porţii	C_{ol}	0,12	0,18	fF/μm
Implantarea de ajustare a pragului (profil dreptunghiular)				
- tipul de impuritate		p	p	
- adâncimea efectivă	X_i	0,2	0,2	μm
- concentraţia de suprafaţă efectivă	N_{si}	3×10^{16}	2×10^{16}	cm^{-3}
Valoarea nominală a tensiunii de prag	V_t	0,7	−0,7	V
Concentraţia de impurităţi în grila din polisiliciu	N_{dpoli}	10^{20}	10^{20}	cm^{-3}
Rezistenţa pe pătrat a grilei din polisiliciu	R_s	10	10	Ω/□
Capacităţile joncţiunilor sursă/drenă - substrat la polarizare nulă	C_{j0}	0,18	0,30	fF/μm^2
Coeficientul de gradare al joncţiunilor sursă/drenă - substrat	n	0,5	0,5	
Capacităţile joncţiunilor laterale sursă/drenă la polarizare nulă	C_{jsw0}	1,0	2,2	fF/μm
Coeficientul de gradare al joncţiunilor laterale sursă/drenă - substrat	n	0,5	0,5	
Diferenţa de potenţial internă a joncţiunilor sursă/drenă	ψ_0	0,65	0,65	V
Densitatea de sarcini fixe	Q_{ss}/q	10^{11}	10^{11}	cm^2
Parametrul de modulaţie a lungimii canalului	$\frac{dX_d}{dV_{DS}}$	0,08	0,04	μm/V

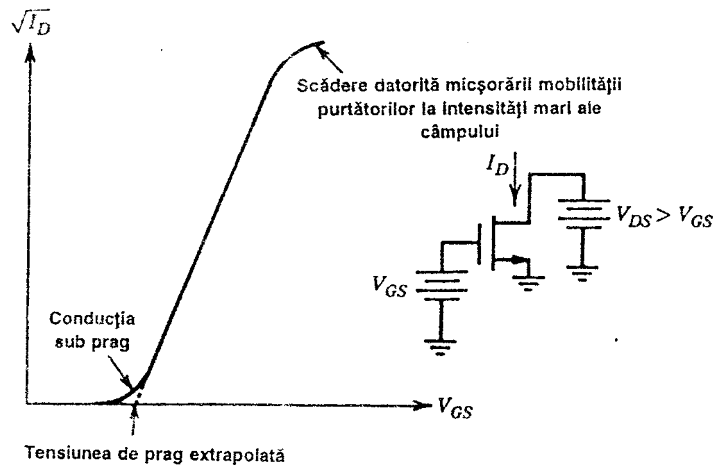


Fig. 2.62 Variaţia experimentală tipică a rădăcinii pătrate a curentului de drenă în funcţie de tensiunea grilă-sursă în regiunea de saturaţie.

După cum se observă calculul implică determinarea valorii fiecăreia din cele patru componente ale tensiunii de prag (vezi expresia 2.28).

Primul termen reprezintă diferenţa de lucru de ieşire metal-semiconductor, dată de diferenţa între nivelul Fermi din metal şi nivelul Fermi din semiconductor. Pentru un tranzistor cu canal n cu grilă din polisiliciu diferenţa de lucru de ieşire metal-semiconductor este de aproximativ $-0,6$ V.

Al patrulea termen corespunde modificării tensiunii de prag datorită sarcinilor fixe, pozitive, aflate în oxid la interfaţa Si/SiO_2. Această sarcină pozitivă are o valoare egală cu sarcina electronului multiplicată cu densitatea de sarcini fixe, de 10^{11} cm^{-2} în conformitate cu *Tabelul 2.1*. Capacitatea pe unitatea de arie a oxidului de poartă cu o grosime de 400 Å este

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} = \frac{3,45\times10^{-13}\ \text{F/cm}}{0,4\times10^{-5}\ \text{cm}} = 8,6\times10^{-8}\ \text{F/cm}^2 = 0,86\ \text{fF}/\mu\text{m}^2 . \qquad (2.29)$$

Valoarea termenului dat de sarcinile fixe din oxid este deci

$$\frac{Q_{ss}}{C_{ox}} = \frac{1,6\times10^{-19}\times10^{11}}{8,6\times10^{-8}} = 0,19\ \text{V} . \qquad (2.30)$$

Al doilea termen din expresia tensiunii de prag reprezintă curbarea benzilor de energie în semiconductor necesară pentru realizarea inversiei puternice la suprafaţă. Condiţia de inversie puternică înseamnă că la suprafaţă concentraţia de electroni trebuie să fie egală cu concentraţia de goluri din volum, ceea ce este echivalent cu creşterea potenţialului de la suprafaţă la aproximativ dublul potenţialului Fermi din volum. Potenţialul Fermi din volum este dat de

$$\phi_f = \frac{kT}{q}\ln\frac{N_A}{n_i} . \qquad (2.31)$$

Pentru tranzistorul neimplantat cu o dopare a substratului corespunzătoare datelor din *Tabelul 2.1* această valoare este de 0,27 V. Deci cel de al doilea termen are valoarea 0,54 V.

Acest termen are aceeaşi valoare şi pentru tranzistorul implantat, deoarece în concordanţă cu definiţia dată tensiunii de prag, ea este tensiunea pentru care concentraţia de electroni la suprafaţă este egală cu concentraţia de goluri în volumul materialului care se află sub profilul de concentraţie implantat în canal. Diferenţa de potenţial între suprafaţă şi volumul siliciului din regiunea aflată sub profilul de concentraţie implantat în canal necesară pentru îndeplinirea acestei condiţii este dată în continuare de (2.31), independent de detaliile profilului de impurităţi implantat în canal.

Al treilea termen din relaţia 2.28 este legat de sarcina din regiunea de sarcină spaţială aflată sub canal. La început vom considera cazul tranzistorului neimplantat. Folosind (1.164) în care se înlocuiesc valorile $N_A = 10^{15}$ atomi/cm^3 şi ϕ_f=0,27 V rezultă Q_{b0}=1,34×10^{-8} C/cm^2, valoarea celui de al treilea termen fiind 0,16 V.

Tensiunea de prag are valoarea

$$V_t = -0{,}6\ \text{V} - 0{,}19\ \text{V} + 0{,}54\ \text{V} + 0{,}16\ \text{V} = -0{,}09\ \text{V}\ . \qquad (2.32)$$

■

Un factor care complică calculul tensiunii de prag pentru tranzistorul implantat este dat de faptul că regiunea golită de sub canal se extinde într-o zonă neuniform dopată. Un calcul precis al tensiunii de prag trebuie să ia în considerare acest profil de concentraţie neuniform. Pentru un calcul aproximativ al tensiunii de prag profilul implantat se aproximează printr-un profil dreptunghiular, cu o concentraţie uniformă N_i care se extinde până la o adâncime X_i. În condiţiile în care profilul de concentraţie, care rezultă în urma implantării de ajustare a valorii tensiunii de prag şi a etapelor ulterioare din proces, este suficient de adânc astfel încât regiunea golită canal-substrat să fie conţinută integral în acest profil, rezultă că efectul implantării este de fapt o creştere a dopării efective a substratului. Pentru implantarea specificată în *Tabelul 2.1* doparea medie din strat este dată de suma dintre doparea corespunzătoare implantării şi aceea corespunzătoare concentraţiei de impurităţi din substrat, adică de 2,1×10^{16} atomi/cm^3. Ca urmare termenul Q_{b0} din expresia tensiunii de prag creşte la 0,71 V conducând la o valoare a tensiunii de prag de 0,47 V. Valabilitatea presupunerii privind marginea regiunii golite canal-substrat se poate verifica utilizând relaţia 2.29. Pentru un nivel de dopare de 2,1×10^{16} atomi/cm^3 o joncţiune asimetrică abruptă are o regiune de sarcină spaţială de aproximativ 0,2 μm. Deci în acest caz aproximaţia este valabilă deoarece adâncimea stratului implantat este de 0,3 μm.

În condiţiile în care profilul de concentraţie, care rezultă în urma implantării de ajustare a valorii tensiunii de prag şi a etapelor ulterioare de difuzie, este foarte superficial fiind conţinut integral în regiunea de sarcină spaţială, efectul implantării este de a creşte — peste valoarea corespunzătoare tranzistorului neimplantat — valoarea efectivă a lui Q_{b0} cu o cantitate egală cu doza efectivă implantată. Doza implantată este dată de produsul dintre adâncime şi concentraţia de impurităţi, adică, în condiţiile datelor din *Tabelul 2.1*, de 6×10^{11} atomi/cm^2. În acest caz creşterea valorii tensiunii de prag ar fi de 1,11 V, rezultând pentru tensiunea de prag o valoare de 1,02 V.

Factorul de substrat. Pentru un tranzistor neimplantat, cu canal uniform, factorul de substrat este dat de (1.168):

$$\gamma = \frac{1}{C_{ox}}\sqrt{2q\varepsilon N_A}\ . \qquad (2.33)$$

Exemplul care urmează ilustrează aplicarea acestei relaţii.

■ **EXEMPLU**

Să se calculeze factorul de substrat pentru tranzistorul cu canal n neimplantat descris în *Tabelul 2.1*.

Înlocuind în (2.33) valorile date în *Tabelul 2.1* se găseşte:

$$\gamma = \frac{1}{8{,}6\times10^{-8}}\sqrt{2\times1{,}6\times10^{-19}\times11{,}6\times8{,}86\times10^{-14}\times10^{15}} = 0{,}21\ \mathrm{V}^{1/2}\,. \quad (2.34)$$

■

Un factor care complică calculul factorului de substrat pentru tranzistoarele implantate este dat de doparea neuniformă a canalului: relaţia simplă precedentă nu se mai poate aplica. Dependenţa tensiunii de prag de polarizarea substratului se poate determina în mod aproximativ recurgând din nou la aproximarea profilului de concentraţie a implantării printr-un profil dreptunghiular având o adâncime X_i şi o concentraţie N_i. Pentru valori mici ale tensiunii de polarizare a substratului, pentru care regiunea golită canal-substrat este conţinută integral de stratul implantat, efectul de substrat corespunde unui tranzistor cu o dopare a canalului (N_i+N_A). Pentru valori mai mari ale tensiunii de polarizare a substratului, pentru care regiunea golită canal-substrat se extinde în substrat dincolo de marginea stratului implantat, efectul incremental de substrat corespunde unui tranzistor cu o dopare N_A a substratului. Variaţia tipică a tensiunii de prag în funcţie de polarizarea substratului este ilustrată în fig. 2.63.

Lungimea efectivă a canalului. Lungimea desenată de proiectant pe mască se numeşte lungimea pe mască a canalului $L_{mască}$. Această lungime se specifică pe schemele circuitelor. Din cauza variaţiei expunerii măştilor cât şi datorită altor efecte, lungimea fizică a benzii de polisiliciu care defineşte poarta poate să fie puţin mai mare sau puţin mai mică decât lungimea pe mască. Valoarea reală a lungimii canalului tranzistorului este dată de lungimea fizică a electrodului din polisiliciu al grilei din care se scade difuzia laterală a regiunii de sursă

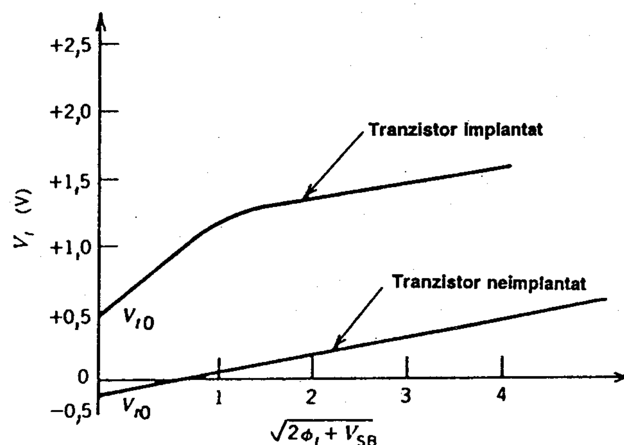


Fig. 2.63 Variaţia tipică a tensiunii de prag în funcţie de polarizarea substratului pentru tranzistoare cu canal n cu o dopare uniformă a canalului (fară implantare în canal) şi cu o dopare neuniformă a canalului (care rezultă prin implantarea de ajustare a valorii tensiunii de prag).

şi de drenă, L_d. Această lungime este denumită lungimea metalurgică a canalului, $L = L_{mască} - 2L_d$, fiind egală cu distanţa între joncţiunea metalurgică a sursei şi a drenei.

Pentru un tranzistor polarizat în regiunea de saturaţie între regiunea drenei şi capătul dinspre drenă al canalului există o regiune golită. În *Capitolul 1* lăţimea acestei regiuni golite a fost notată X_d. Ca urmare lungimea efectivă a canalului este dată de relaţia:

$$L_{ef} = L_{mască} - 2L_d - X_d \,. \tag{2.35}$$

Dificultatea determinării precise a lungimii efective a canalului este sporită suplimentar de caracterul bidimensional şi complex al distribuţiei câmpului electric în regiunea drenei. După cum s-a discutat în *Capitolul 1*, lăţimea X_d a regiunii golite a drenei se poate aproxima presupunând că în această regiune câmpul este unidimensional şi că lăţimea regiunii golite corespunde unei joncţiuni abrupte asimetrice, pe care se aplică o tensiune $(V_{DS} - V_{DSsat})$, unde V_{DSsat} este tensiunea faţă de sursă a capătului dinspre drenă al canalului. În exemplul care urmează se va folosi această presupunere.

După cum s-a arătat în *Capitolul 1*, rezistenţa de ieşire de semnal mic a tranzistorului este invers proporţională cu lungimea efectivă a canalului. În mod obişnuit performanţele circuitelor analogice sunt puternic dependente de rezistenţa de ieşire de semnal mic a tranzistorului; ca urmare în aceste circuite se foloseşte adeseori pentru lungimea canalului o valoare care este mai mare decât lungimea minimă utilizată de exemplu în circuitele digitale. Acest lucru este în particular adevărat pentru tranzistoarele neimplantate.

■ EXEMPLU

Să se estimeze lungimea efectivă a canalului pentru tranzistoarele implantate şi neimplantate corespunzătoare procesului descris în *Tabelul 2.1* şi geometriei prezentate în fig. 2.61. În punctul static de funcţionare tranzistorul are o tensiune drenă-sursă de 5 V şi un curent de drenă de 10 μA. Se vor calcula transconductanţa şi rezistenţa de ieşire.

Pentru calculul mărimii X_d se va presupune că regiunea golită dintre drenă şi capătul dinspre drenă al canalului se comportă ca o joncţiune abruptă. Din alte măsurători s-a dedus că valoarea mărimii $\mathrm{d}X_d/\mathrm{d}V_{DS}$ la o tensiune drenă-sursă de 5 V este de 0,1 μm/V pentru tranzistorul neimplantat şi de 0,02 μm/V pentru tranzistorul implantat.

Lungimea metalurgică a canalului este dată de:

$$L = L_{mască} - 2L_d = 6\,\mu\text{m} - (2\times 0{,}3\,\mu\text{m}) = 5{,}4\,\mu\text{m} \,. \tag{2.36}$$

Valoarea efectivă a lungimii canalului se obţine prin scăderea din lungimea metalurgică a canalului, L, a lăţimii regiunii golite a drenei. În regiunea de saturaţie tensiunea la capătul dinspre drenă al canalului, V_{DSsat}, este egală aproximativ cu $(V_{DS} - V_t)$. Mai întâi trebuie să calculăm această tensiune. Începem prin a face o presupunere iniţială asupra valorii efective a lungimii canalului. Deoarece în condiţiile de polarizare din acest exemplu V_{DSsat} este mic, vom aproxima $(V_{DS} - V_t)$ prin

$$V_{GS} - V_t = \sqrt{\frac{2I_D}{\mu_n C_{ox} W/L}} = V_{DSsat} \,, \tag{2.37}$$

relaţie în care s-a presupus că L este aproximativ egal cu lungimea metalurgică a canalului. Folosind datele din *Tabelul 2.1* se obţine V_{DSsat}=0,16 V.

Deci tensiunea pe regiunea golită a drenei este de aproximativ 4,84 V. Lățimea regiunii golite a joncțiunii se va estima presupunând că ea este descrisă de o joncțiune abruptă, al cărei nivel de dopare în partea mai slab dopată corespunde regiunii canalului. Deoarece canalul și drena sunt ambele de tip n, diferența de potențial internă a joncțiunii este aproape zero. Lățimea regiunii golite se poate calcula fie folosind relația 1.14 fie nomograma din fig. 2.29. Utilizând (1.14) și presupunând că $N_A \gg N_D$ se obține

$$X_d = \sqrt{\frac{2\varepsilon(V_{DS} - V_{DSsat})}{qN_A}}. \tag{2.38}$$

Pentru tranzistorul neimplantat această relație conduce la o valoare a lățimii regiunii golite de 2,4 μm. Pentru tranzistorul implantat rezultatul este 0,5 μm, presupunând o dopare efectivă constantă a canalului de $2{,}1 \times 10^{16}$ atomi/cm^3. Deci lungimea efectivă a canalului pentru cele două tranzistoare este de aproximativ 3,0 μm și, respectiv, de 4,9 μm.

Din (1.185) transconductanța este dată de

$$g_m = \sqrt{2I_D \mu_n C_{ox} W/L}. \tag{2.39}$$

Presupunând μ_n=700 cm^2/Vs se găsește

$$g_m = \sqrt{2{\times}10{\times}10^{-6}{\times}700{\times}8{,}6{\times}10^{-8}{\times}\frac{50}{3{,}0}} = \tag{2.40}$$

$$= 141\ \mu\text{A/V} \tag{2.41}$$

pentru tranzistorul neimplantat și

$$g_m = 111\ \mu\text{A/V} \tag{2.42}$$

pentru tranzistorul implantat.

Rezistența de ieșire se calculează cu relația 1.192. Pentru tranzistorul neimplantat

$$g_o = \frac{I_D}{L_{ef}}\frac{dX_D}{dV_{DS}} = \frac{10\ \mu\text{A}}{3{,}0\ \mu\text{m}} \times 0{,}1\ \mu\text{m/V} = 0{,}34\ \mu\text{A/V} = \frac{1}{3{,}0\ \text{M}\Omega} \tag{2.43}$$

iar pentru tranzistorul implantat

$$g_o = \frac{10\ \mu\text{A}}{4{,}9\ \mu\text{m}} \times 0{,}02\ \mu\text{m/V} = 0{,}040\ \mu\text{A/V} = \frac{1}{25{,}0\ \text{M}\Omega}. \tag{2.44}$$

Din cauza faptului că în cazul tranzistoarelor neimplantate regiunea de sarcină spațială este mult mai amplă, canalul acestor tranzistoare trebuie să fie făcut mult mai lung decât cel al tranzistoarelor implantate, pentru a se obține performanțe comparabile privind tensiunea de pătrundere și rezistența de ieșire de semnal mic.

Capacitatea grilă-sursă. După cum s-a arătat în *Capitolul 1*, capacitatea grilă-sursă a unui tranzistor care funcționează în regiunea de saturație este dată de

$$C_{gs} = \frac{2}{3} W L_{ef} C_{ox}. \tag{2.45}$$

Modul de calcul al acestui parametru este ilustrat în exemplul proxim.

Capacitatea de suprapunere. Capacitatea de suprapunere grilă-sursă şi grilă-drenă sunt date de

$$C_{ol} = WC_{ox}L_d \;. \tag{2.46}$$

Această capacitate parazită se adaugă direct la capacitatea grilă-sursă intrinsecă. În regiunea de saturaţie ea constituie capacitatea totală drenă-grilă.

Capacităţile sursă-substrat şi drenă-substrat. Capacităţile sursă-substrat şi drenă-substrat rezultă din capacităţile de barieră ale joncţiunilor formate de difuziile de sursă şi drenă şi de substrat. Un factor care complică calculul acestor capacităţi îl constituie valoarea relativ mare a concentraţiei de impurităţi la suprafaţă care există în zona de câmp, la graniţa dintre zonele de sursă şi drenă şi zona de câmp, ca urmare a implantării de ajustare a tensiunii de prag. Deşi valoarea la polarizare nulă şi parametrul de gradare al capacităţii laterale se pot evalua prin calcule aproximative, adeseori este necesară determinarea lor experimentală folosind structuri de test. Capacitatea de fund a joncţiunii se poate calcula direct prin utilizarea relaţiei 1.21 sau a nomogramei din fig. 2.29.

O altă capacitate pe care trebuie să o luăm în consideraţie este capacitatea de barieră între canal şi substratul aflat sub poartă, notată C_{cs}. Dificultatea calculului acestei capacităţi este sporită de faptul că tensiunea canal-substrat nu este constantă ci variază în lungul canalului. De asemenea modul în care această capacitate se distribuie între sursă şi drenă variază în funcţie de punctul static de funcţionare, în acelaşi mod în care se distribuie capacitatea C_{gs}. O strategie rezonabilă constă în determinarea unei valori totale aproximative a acestei capacităţi şi distribuirea ei apoi între sursă şi drenă în acelaşi raport în care se împarte şi capacitatea grilei. De exemplu, în regiunea de saturaţie în paralel cu capacitatea sursă-substrat se distribuie 2/3 din C_{cs} iar în paralel cu capacitatea drenă-substrat nimic.

■ EXEMPLU

Să se calculeze capacităţile unui tranzistor implantat având geometria indicată în fig. 2.61. Se va considera procesul descris în *Tabelul 2.1* şi se va presupune următorul punct de funcţionare: tensiunea drenă-sursă 5 V, curentul de drenă 10 μA; substratul nu este polarizat. Capacitatea între canal şi substrat se va neglija. Se va presupune că X_d este neglijabil de mic.

Capacitatea intrinsecă grilă-sursă este dată de:

$$C_{gs} = \frac{2}{3} WL_{ef} C_{ox} \;, \tag{2.47}$$

$$C_{gs} = \frac{2}{3}(50\ \mu\text{m}\times 5{,}4\ \mu\text{m}\times 0{,}86\ \text{fF}/\mu\text{m}^2) = 155\ \text{fF}\;. \tag{2.48}$$

Capacitatea de suprapunere este dată de:

$$C_{ol} = L_d C_{ox} W = 0{,}3\ \mu\text{m}\times 0{,}86\ \text{fF}/\mu\text{m}^2\times 50\ \mu\text{m} = 12{,}9\ \text{fF}\;. \tag{2.49}$$

Deci capacitatea grilă-sursă totală este $(C_{gs}+C_{ol})$ sau 168 fF. Capacitatea grilă-drenă este egală cu capacitatea de suprapunere, adică 12,9 fF.

Capacitățile sursă-substrat și drenă-substrat se compun din două părți. O parte este dată de capacitatea laterală, C_{jsw}, care este asociată porțiunii din marginea difuziei care este adiacentă zonei de câmp a plachetei. Altă parte, C_j, capacitatea de fund, este dată de capacitatea de barieră a părții de fund a joncțiunii difuzie-substrat. În condițiile din acest exemplu tensiunea pe joncțiunea sursă-substrat este nulă iar tensiunea inversă pe joncțiunea drenă-substrat este de 5 V. Folosind datele din *Tabelul 2.1* se poate calcula partea laterală a capacității sursă-substrat:

$$C_{jsw}(\text{sursă}) = (50\ \mu\text{m} + 9\ \mu\text{m} + 9\ \mu\text{m}) \times (0{,}5\ \text{fF}/\mu\text{m}) = 34\ \text{fF}\ . \quad (2.50)$$

Capacitatea de fund se obține direct prin înmulțirea ariei difuziei sursei cu capacitatea pe unitatea de arie, dată în *Tabelul 2.1*:

$$C_j(\text{sursă}) = (50\ \mu\text{m} \times 9\ \mu\text{m}) \times (0{,}08\ \text{fF}/\mu\text{m}) = 36\ \text{fF}\ . \quad (2.51)$$

Capacitatea totală sursă-substrat este dată de suma capacității laterale și a capacității de fund:

$$C_{sb} = 70\ \text{fF} = 0{,}070\ \text{pF}\ . \quad (2.52)$$

Tranzistorul din acest exemplu are o geometrie simetrică astfel că difuzia de drenă și difuzia de sursă au aceeași arie și același perimetru. De asemenea, vezi *Tabelul 2.1*, și coeficientul de gradare este același pentru ambele joncțiuni: 0,5. Ca urmare capacitatea de fund drenă-substrat este aceeași cu capacitatea sursă-substrat modificată însă pentru a se ține cont de polarizarea inversă de 5 V:

$$C_{bd} = \frac{70\ \text{fF}}{\sqrt{1 + \dfrac{V_{DB}}{\psi_0}}}\ ; \quad (2.53)$$

deci, presupunând $\psi_0 = 0{,}65$ V, se obține

$$C_{bd} = \frac{70\ \text{fF}}{\sqrt{1 + \dfrac{5}{0{,}65}}} = 24\ \text{fF}\ . \quad (2.54)$$

2.9.2 Tranzistoare cu canal *p*

Tranzistorul cu canal p oferă în marea majoritate a tehnologiilor MOS performanțe de curent continuu și curent alternativ care sunt comparabile cu acelea ale tranzistorului cu canal n. Principala diferență constă în faptul că valoarea mărimii k' pentru tranzistorul cu canal p este de aproximativ jumătate din aceea a unui tranzistor cu canal n — tranzistoarele având o geometrie identică; sursa acestei diferențe se află în valoarea mobilității golurilor care este de aproximativ jumătate din aceea a electronilor. Cu același factor, adică la jumătate, se reduce și valoarea frecvenței f_T.

Pentru tehnologiile MOS care folosesc un substrat de tip p, deci vană de tip n, terminalul corespunzător substratului tranzistoarelor cu canal p este izolat electric, deoarece tranzistoarele sunt realizate în vana n. Această particularitate se poate exploata în circuitele analogice pentru a reduce impactul importantului efect de substrat al acestor tranzistoare. Într-un proces

MOS care foloseşte un substrat de tip *n*, deci vana este de tip *p*, tranzistoarele cu canal *n* au terminalul de substrat disponibil, tranzistoarele cu canal *p* fiind realizate în substrat.

Calculul parametrilor tranzistorului cu canal *p* se desfăşoară exact la fel ca şi pentru tranzistorul cu canal *n*. În cazul tranzistorului cu canal *p* valoarea care se obţine pentru tensiunea de prag în absenţa implantării de ajustare este relativ mare, de ordinul 1—3 V. Această valoare mare este o consecinţă a faptului că polaritatea termenilor daţi de Q_{ss} şi diferenţa de lucru de ieşire metal-semiconductor sunt astfel încât determină creşterea tensiunii de prag pentru tranzistorul cu canal *p* şi scăderea ei pentru tranzistorul cu canal *n*. Ca urmare prin implantarea de tip *p* de ajustare a tensiunii de prag se *reduce* concentraţia la suprafaţă, datorită compensării parţiale a impurităţilor din vana *n* sau din substrat. Deci, spre deosebire de tranzistorul cu canal *n*, tranzistorul cu canal *p* are o concentraţie efectivă de suprafaţă în zona canalului mai mică decât concentraţia din volum; ca urmare tranzistorul cu canal *p* are frecvent un efect incremental de substrat mai mic pentru valori mici ale polarizării şi unul mai mare pentru valori mai mari ale polarizării.

2.9.3 Tranzistoare cu canal iniţial

Proprietăţile tranzistoarelor cu canal iniţial sunt asemănătoare cu acelea ale tranzistoarelor cu canal indus, cu excepţia faptului că tensiunea de prag este făcută negativă (pentru tranzistorul cu canal *n*) printr-o implantare în canal. În multe privinţe un tranzistor cu canal iniţial se comportă la fel ca un tranzistor cu canal indus care are conectată în serie cu grila o sursă de tensiune cu valoarea $(V_{tD}-V_{tE})$* unde V_{tD} este tensiunea de prag a tranzistorului cu canal iniţial iar V_{tE} tensiunea de prag a tranzistorului cu canal indus.

Tranzistoarele cu canal iniţial sunt utilizate curent cu grila legată la sursă, comportându-se deci ca o sursă de curent

$$I_{DSS}=\frac{\mu_n C_{ox}}{2}\frac{W}{L}V_{tD}^2\,. \qquad (2.55)$$

Un aspect important al comportării tranzistorului cu canal iniţial îl constituie mărimea efectului de substrat. Deoarece tensiunea de prag variază odată cu polarizarea substratului tranzistorul conectat ca sursă de curent are o valoare finită a conductanţei de ieşire. Acest fapt are la rândul său un efect important asupra performanţelor circuitelor analogice în care tranzistorul cu canal iniţial se foloseşte ca sarcină activă de mare impedanţă.

Altă caracteristică importantă a tranzistorului cu canal iniţial o constituie împrăştierea valorii curentului I_{DSS} determinată de variaţiile din proces. Împrăştierea valorii curentului I_{DSS} îşi are în esenţă originea în faptul că tensiunea de prag se abate substanţial de la valoarea sa nominală ca urmare a variaţiilor din proces. Deoarece I_{DSS} variază cu pătratul tensiunii de prag, apar frecvent împrăştieri mari, fiind uzuale toleranţe de $\pm 40\%$ şi chiar mai mult. Deoarece în majoritatea circuitelor NMOS cu sarcină cu canal iniţial acest curent determină curentul de polarizare al circuitului şi puterea disipată, mărimea acestei împrăştieri constituie un factor important.

---

* Se reaminteşte faptul că notaţiile *D* şi *E* vin de la denumirile din limba engleză *depletion*-mode transistor (tranzistor cu canal iniţial) şi *enhancement*-mode transistor (tranzistor cu canal indus), (n.t.).

2.9.4 Tranzistoare bipolare

Tehnologiile MOS complementar includ uzual şi etape de proces care pot fi utilizate pentru formarea unui tranzistor bipolar parazit al cărui colector este legat la substrat. Substratul, la rândul său, este legat la una din sursele de alimentare. Baza tranzistorului este formată de vană iar difuziile de sursă/drenă formează emitorul. Tranzistorul este *pnp* în procesul cu substrat de tip *p* şi *npn* în cel cu substrat de tip *n*. Acest tranzistor este util în etajele de ieşire (vezi *Capitolul 5*) şi în referinţele de bandă interzisă (vezi *Capitolul 4*). Performanţele tranzistorului sunt puternic dependente de doparea şi adâncimea vanei fiind în general asemănătoare cu acelea ale tranzistorului *pnp* de substrat din tehnologia bipolară (vezi *Secţiunea 2.5.2*).

2.10 COMPONENTE PASIVE ÎN TEHNOLOGIILE MOS

În acestă secţiune se discută diversele componente pasive care sunt disponibile în tehnologiile NMOS şi CMOS. Se descriu rezistoarele difuzate, rezistoarele din polisiliciu, rezistoarele de vană şi capacitoarele poli-poli, metal-poli, metal-siliciu şi siliciu-siliciu.

2.10.1 Rezistoare

Rezistoare difuzate. Pentru realizarea rezistoarelor difuzate se foloseşte stratul difuzat utilizat pentru formarea sursei şi drenei tranzistorului cu canal *n* şi canal *p*. Structura şi proprietăţile rezistorului care rezultă sunt foarte asemănătoare cu acelea ale rezistoarelor difuzate din tehnologia bipolară, descrise în *Secţiunea 2.6.1*. Rezistenţa pe pătrat, layoutul şi capacităţile parazite sunt similare.

Rezistoare din polisiliciu. În tehnologiile MOS există cel puţin un strat de polisiliciu (necesar pentru formarea grilelor tranzistoarelor); acest strat este frecvent folosit pentru realizarea de rezistoare. Geometriile folosite sunt asemănătoare cu acelea ale rezistoarelor difuzate. Rezistoarele din polisiliciu prezintă o capacitate parazită faţă de stratul de dedesubt la fel ca şi rezistoarele difuzate; în cazul de faţă capacitatea este dată de stratul de oxid care se află sub polisiliciu. Valoarea nominală a rezistenţei pe pătrat a majorităţii straturilor de polisiliciu din procesele MOS este de ordinul 20—80 Ω/□ având tipic o împrăştiere relativ mare faţă de valoarea nominală datorită variaţiilor din proces. Împerecherea rezistoarelor din polisiliciu este similară cu aceea a rezistoarelor difuzate. În fig. 2.64*a* este prezentată secţiunea transversală şi geometria superficială a unui rezistor din polisiliciu tipic.

Rezistoare de vană (*well*). În tehnologiile CMOS pentru realizarea unui rezistor se poate folosi şi zona de vană. Ea este relativ slab dopată având o rezistenţă pe pătrat de ordinul a 10 kΩ/□. Proprietăţile şi layoutul rezistenţelor de vană sunt foarte asemănătoare cu acelea ale rezistoarelor epitaxiale, descrise în *Secţiunea 2.6.2* şi prezentate în fig. 2.42. Aceste rezistoare sunt caracterizate de toleranţe mari şi de coeficienţi de tensiune şi de temperatură mari. Mărirea valorii rezistenţei pe pătrat se poate realiza prin îngustarea (ciupirea) rezistorului la fel ca şi în cazul tehnologiilor bipolare.

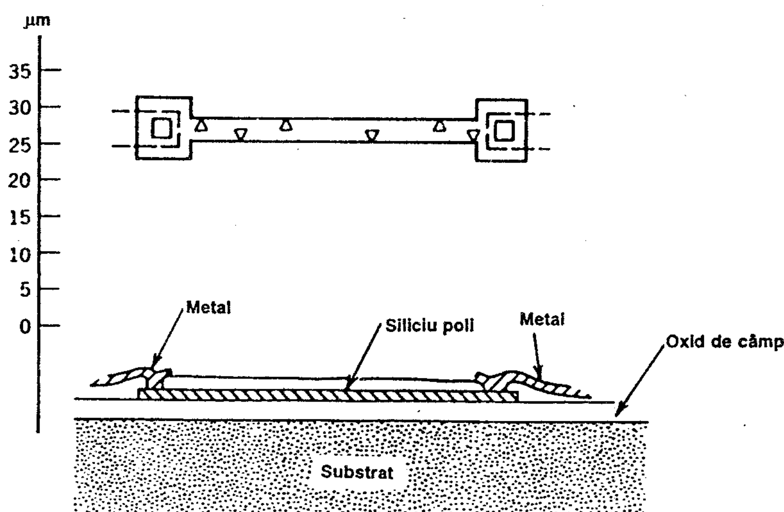


Fig. 2.64*a* Secţiunea transversală şi geometria superficială a unui rezistor din polisiliciu.

Folosirea tranzistorului MOS ca rezistor. În multe circuite funcţia de rezistor poate fi îndeplinită de către un tranzistor MOS polarizat în regiunea de tip triodă. Rezistenţa pe pătrat efectivă depinde de tensiunea aplicată pe grilă. Ea poate să fie mult mai mare decât în cazul rezistoarelor difuzate şi din polisiliciu; ca urmare o valoare mare de rezistenţă se poate implementa într-o arie mică. Dezavantajul major al acestui tip de rezistor este dat de neliniaritatea sa mare. Cu toate acestea el poate fi folosit foarte eficient în aplicaţii necritice.

2.10.2 Capacitoare în tehnologiile MOS

Ca elemente pasive capacitoarele au un rol mult mai important în tehnologiile MOS decât în tehnologiile bipolare. Deoarece tranzistoarele MOS au o impedanţă de intrare virtual infinită, tensiunile memorate pe capacitoare pot fi citite continuu şi nedistructiv folosind amplificatoare MOS. Ca urmare capacitoarele se pot utiliza pentru realizarea multor funcţii care în tehnologiile bipolare sunt realizate prin folosirea rezistoarelor.

Capacitoare poli-poli. Multe din tehnologiile MOS care sunt folosite pentru implementarea de funcţii analogice oferă două straturi de polisiliciu. Stratul suplimentar permite realizarea de structuri eficiente de capacitoare şi a unui nivel suplimentar de interconectare. Acest strat se poate utiliza şi pentru realizarea celulelor de memorie cu poartă flotantă care se pot programa electric şi se pot şterge optic prin iradiere în ultraviolet (EPROM). Secţiunea transversală şi geometria superficială a unei structuri de capacitor poli-poli tipic este prezentată în fig. 2.64*b*. Grosimea stratului care separă armăturile capacitorului este comparabilă cu grosimea oxidului de poartă al tranzistoarelor MOS.

O caracteristică importantă a structurii capacitorului este dată de capacităţile parazite asociate fiecărei armături. Capacitatea parazită cea mai mare apare între armătura inferioară şi stratul de dedesubt, care poate fi fie substratul fie, în cazul CMOS, o difuzie de vană a cărei terminal este izolat electric. Capacitatea parazită a armăturii inferioare este proporţională cu

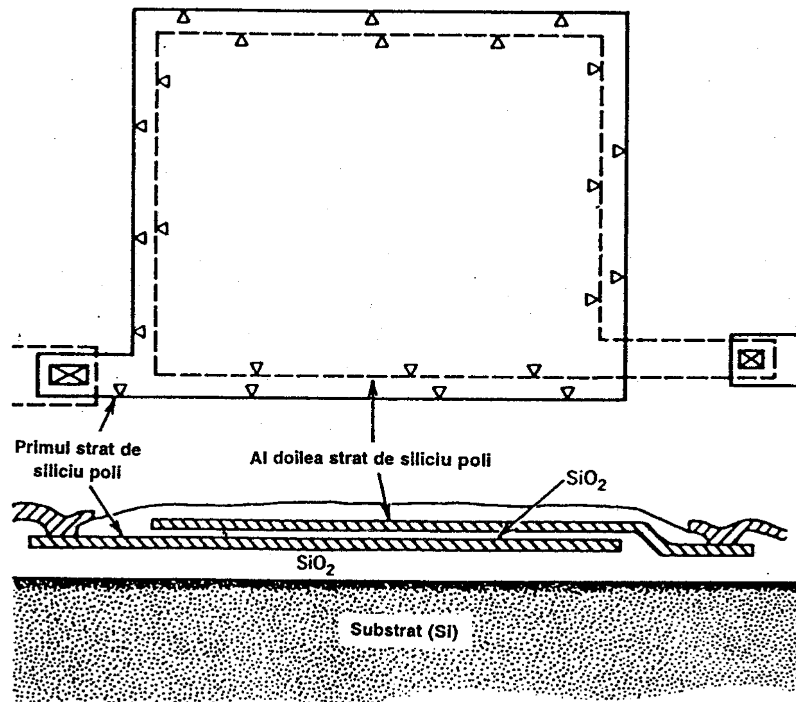


Fig. 2.64*b* Geometria superficială şi secţiunea transversală pentru un capacitor poli-poli tipic.

aria acestei armături având o valoare tipică de 10—30% din valoarea capacitorului poli-poli. Capacitatea parazită a armăturii superioare este determinată de conexiunile din metal sau din polisiliciu care leagă această armătură la restul circuitului plus capacitatea parazită a tranzistorului la care este conectat capacitorul. În structura prezentată în fig. 2.64*b* capacitatea drenă-substrat a tranzistorului MOS asociat contribuie la capacitatea parazită a armăturii superioare. Se poate presupune că valoarea minimă a acestor capacitoare parazite este dependentă de tehnologie, fiind însă tipic de ordinul 5—50 fF.

Alte caracteristici importante ale capacitoarelor monolitice sunt toleranţele, coeficientul de tensiune şi de temperatură al capacităţii. Toleranţa asupra valorii nominale a capacităţii este dată în esenţă de variaţiile grosimii oxidului, fiind uzual de 10—30%. În cadrul aceluiaşi cip împerecherea a două capacitoare este mult mai precisă fiind uzual în gama 0,1—1%.

Din cauza faptului că armăturile capacitorului sunt de fapt un semiconductor puternic dopat şi nu un conductor ideal, odată cu variaţia tensiunii aplicate capacitorului apare şi o variaţie a potenţialului de suprafaţă relativ la volumul materialului armăturii. Aceste variaţii sunt analoage variaţiilor potenţialului de suprafaţă într-un tranzistor MOS, care apar ca urmare a variaţiilor tensiunii de grilă. Totuşi, deoarece concentraţia de impurităţi în armătură este de obicei relativ mare, variaţiile potenţialului de la suprafaţă sunt mici. Efectul acestor variaţii ale potenţialului de suprafaţă se regăseşte în variaţia capacităţii în funcţie de tensiunea aplicată. Cu cât armăturile sunt mai puternic dopate cu atât este mai mic coeficientul de tensiune al capacităţii. Pentru valorile tipice ale concentraţiilor de impurităţi din straturile de polisiliciu coeficientul de tensiune este de obicei mai mic de 50 ppm/V, valoare suficient de mică astfel

încât să fie posibilă neglijarea ei în majoritatea aplicaţiilor. Capacitatea variază cu temperatura atât din cauza dilatării şi contracţiei cât şi a dependenţei de temperatură a potenţialului de suprafaţă în armături. Pentru armături din polisiliciu puternic dopat variaţia capacităţii cu temperatura este uzual mai mică de 50 ppm/°C.

Alte structuri de capacitoare. Implementarea structurilor capacitive în procesele cu un singur strat de polisiliciu reclamă folosirea altor modalităţi de realizare. O posibilitate constă în reducerea, folosind o mască suplimentară, a grosimii oxidului aflat pe suprafaţa superioară a stratului de polisiliciu. În acest fel după depunerea metalului de interconectare, între metal şi stratul de polisiliciu există în ariile selectate prin masca suplimentară un strat de oxid subţire.

O altă posibilitate de implementare de capacitor într-un proces cu un singur strat de polisiliciu implică introducerea unei etape suplimentare de mascare şi difuzie. În acest fel sub stratul de polisiliciu, în zona de oxid subţire se realizează un strat difuzat având o rezistenţă pe pătrat mică. Acest lucru nu este posibil în procesul convenţional cu poartă din polisiliciu deoarece stratul de polisiliciu este depus înainte de doparea puternică prin difuzie sau implantare a zonelor de sursă şi drenă. Proprietăţile acestor capacitoare sunt similare cu acelea ale structurilor poli-poli, cu excepţia faptului că capacitatea parazită a armăturii inferioare este aceea a unei joncţiuni *pn*, fiind de obicei mai mare decât în cazul poli-poli. De asemenea armătura inferioară are un curent rezidual corespunzător acestei joncţiuni, curent care în unele aplicaţii nu poate fi neglijat.

Capacitoare realizate prin folosirea tranzistoarelor MOS. Un capacitor poate fi realizat prin folosirea unui tranzistor MOS polarizat în regiunea de tip triodă, grila fiind o armătură iar sursa, drena şi substratul cealaltă armătură. Din nefericire, deoarece substratul este slab dopat, variaţiile tensiunii aplicate capacitorului determină modificări mari ale potenţialului de suprafaţă; ca urmare capacitorul va avea un coeficient de tensiune mare. Cu toate acestea în aplicaţiile necritice acest tip de capacitoare se poate folosi foarte eficient. Desigur, în proiectarea circuitului trebuie să se ţină seama de faptul că tranzistorul trebuie să fie polarizat întotdeauna în regiunea de tip triodă şi de faptul că rezistenţa pe pătrat a armăturii inferioare, formată de canal, este mare.

2.10.3 Fenomenul de „latchup“ în tehnologia CMOS

Structurile de tranzistoare prezente în tehnologia CMOS standard conţin inerent un „sandwich“ *pnpn* după cum se arată în fig. 2.65. În acest exemplu două tranzistoare care formează un inversor CMOS se află unul lângă altul. Schema electrică a inversorului este prezentată în partea de sus a figurii. Succesiunea de straturi *pnpn* (sandwich-ul) poate fi înţeleasă ca rezultând din interconectarea unui tranzistor parazit *pnp* şi a unui tranzistor *npn* (vezi fig. 2.65). În acest exemplu sursa tranzistorului cu canal *n* formează emitorul tranzistorului parazit *npn* lateral, substratul baza şi vana *n* colectorul. Pentru tranzistorul parazit *pnp* emitorul este format de sursa tranzistorului cu canal *p*, baza de vana *n* şi colectorul de substratul de tip *p*. Modul de conectare a acestor tranzistoare parazite rezultă din schiţa secţiunii transversale şi este prezentat în partea de jos a figurii. În funcţionarea normală toate joncţiunile *pn* ale structurii sunt polarizate invers. Totuşi, dacă dintr-un motiv oarecare cele două tranzistoare bipolare ajung în regiunea activă, în circuit se amorsează o buclă cu reacţie pozitivă care face ca ambele tranzistoare să conducă puternic. Reacţia pozitivă este regenerativă dacă produsul

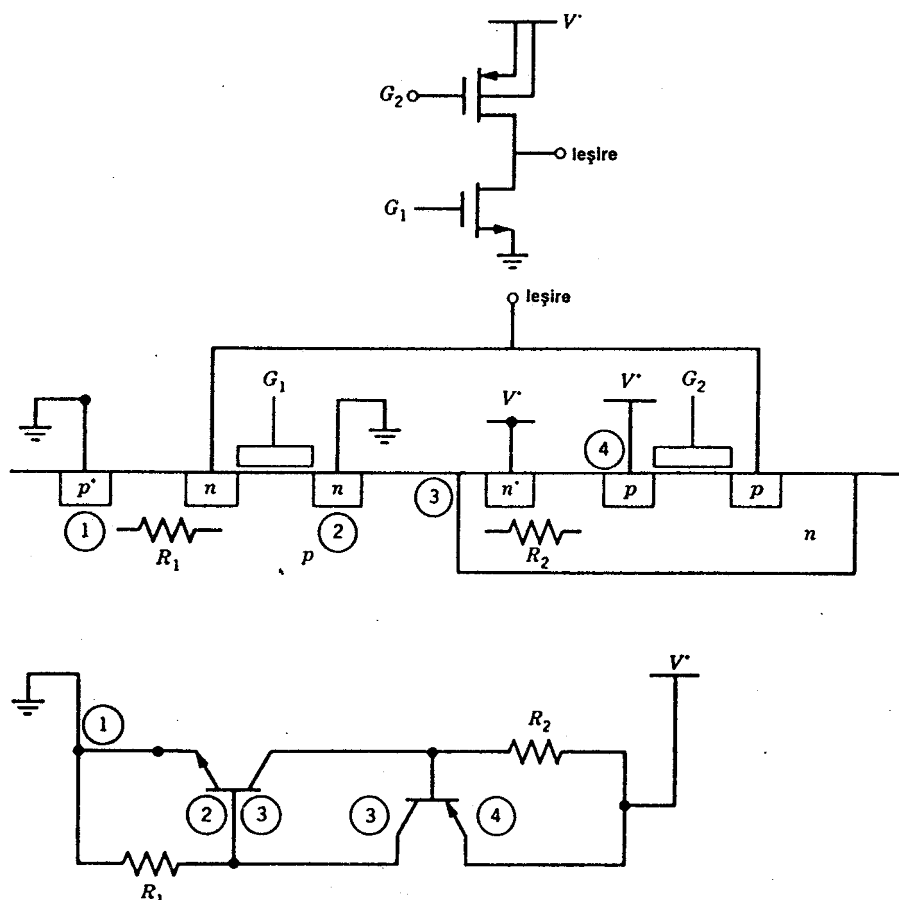


Fig. 2.65 Secţiune transversală printr-o pereche tipică de tranzistoare CMOS, care pune în evidenţă structura *pnpn* parazită.

valorilor câştigului în curent cu emitorul comun ale celor două tranzistoare este supraunitar.

Această structură de dispozitiv este asemănătoare cu aceea a unui tiristor. Tiristoarele sunt larg utilizate în aplicaţiile de reglaj a puterii într-o sarcină. În aceste aplicaţii, proprietatea tiristorului de a rămâne în starea de conducţie, odată ce a fost amorsat, constituie un avantaj important. În cazul circuitelor CMOS, trecerea în conducţie a sandwich-ului *pnpn* duce la curgerea, între V^+ şi masă, a unui curent necontrolat. În acest fel se produce un fenomen de străpungere, de obicei distructivă, denumit „latchup".

Condiţia de apariţie a fenomenului de latchup este ca una din joncţiunile sandwich-ului să ajungă polarizată direct. Pentru aceasta trebuie să treacă un curent printr-unul din rezistoarele „conectate" între baza şi emitorul unuia din tranzistoarele parazite (vezi fig. 2.65). Acest curent poate să apară din diverse motive: aplicarea pe un terminal de intrare sau de ieşire a unei tensiuni care este mai mare decât tensiunea de alimentare, succesiunea incorectă în timp la conectarea circuitului a surselor de alimentare, prezenţa unor curenţi mari în substrat sau în vană, trecerea unor curenţi de deplasare prin substrat sau prin vană datorită unor variaţii rapide ale potenţialului unor noduri interne. Apariţia latchup-ului este mai probabilă în

circuitele în care substratul şi vana sunt mai slab dopate, vana este mai subţire şi geometriile dispozitivelor sunt mai mici. Toate acestea tind să crească valoarea rezistoarelor din fig. 2.65 şi a câştigului în curent, mărind probabilitatea de apariţie a latchup-ului.

Layoutul circuitelor integrate CMOS trebuie desenat astfel încât să se prevină apariţia fenomenului de latchup.

Cu toate că regulile de realizare a layoutului depind de particularităţile procesului tehnologic se pot enunţa şi două tehnici general aplicabile. Prima constă în includerea de structuri de protecţie speciale, pentru fiecare pad* de intrare şi ieşire, care să ofere o cale de mică rezistenţă pentru curenţii de valori mari care intră sau ies din cip în condiţii anormale de funcţionare. Cea de-a doua implică realizarea în jurul tranzistoarelor a unor „inele de gardă" difuzate de rezistenţă mică. Inelele se formează la difuzia de sursă/drenă şi asigură o zonă echipotenţială, atât pe substrat cât şi pe vană, reducând rezistenţele serie.

2.11 TEHNOLOGIA BiCMOS

În *Secţiunea 2.3* s-a arătat că obţinerea unei tensiuni de străpungere colector-bază mari reclamă folosirea unui strat epitaxial gros (17 μm, 5 Ωcm pentru o funcţionare la 36 V), ceeea ce face ca difuzia p de izolare a componentelor să fie adâncă. Dacă se poate accepta o tensiune de străpungere mai mică (de exemplu 7 V, pentru a permite funcţionarea la o tensiune de alimentare de +5 V) atunci regiunea colectorului va fi mult mai dopată (de ordinul a 0,5 Ωcm) şi mult mai subţire (de ordinul unui μm). În aceste condiţii devine posibil ca izolarea dispozitivelor bipolare (vezi *Secţiunea 2.4*) să se realizeze folosind aceeaşi tehnică de oxidare localizată ca în CMOS. Rezultă avantajul reducerii însemnate a capacităţii parazite colector-substrat datorită faptului că regiunea puternic dopată de lângă suprafaţă, de capacitate mare, este înlocuită cu zona de capacitate mică a izolării cu oxid. Totodată creşte şi densitatea de împachetare a dispozitivelor pe cip. În plus, tehnologiile de fabricaţie CMOS şi bipolar încep să arate destul de asemănătoare şi devine posibil (cu preţul adăugării câtorva etape suplimentare de proces) să se combine pe acelaşi cip, tranzistoare bipolare de mare viteză, implantate, cu joncţiuni superficiale cu dispozitive CMOS: tehnologia care rezultă este denumită BiCMOS. Această tehnologie oferă în aplicaţiile digitale o îmbunătăţire a performanţelor deoarece capacitatea tranzistorului bipolar de a furniza curenţi mari uşurează foarte mult comanda sarcinilor capacitive mari. Astfel de procese sunt atractive şi pentru faptul că permit proiectantului să exploateze avantajos caracteristicile specifice celor două tipuri de tranzistoare.

În continuare se va descrie structura unui proces tipic BiCMOS de înaltă frecvenţă, care foloseşte izolarea cu oxid, de tensiune mică. O secţiune transversală[18] a structurilor de tranzistoare dintr-un astfel de proces de mare performanţă este prezentată în fig. 2.66.

Procesul începe cu o etapă de mascare şi implantare n^+ de stibiu într-un substrat p, în zonele în care se vor forma tranzistoarele *npn* şi PMOS. Printr-o a doua implantare p, de bor, se formează vana p^+ în zonele în care vor fi tranzistoarele NMOS. Urmează creşterea unui strat epitaxial, cu o grosime de aproximativ 1 μm, care formează colectorul tranzistoarelor *npn* şi regiunea canalului tranzistoarelor PMOS.

---

* Prin *pad* (la plural *paduri*) se înţelege o zonă din metalizare, de obicei de formă pătrată, pe care se ataşează firul de aur sau de aluminiu prin care se face legătura între cip şi terminalele capsulei.

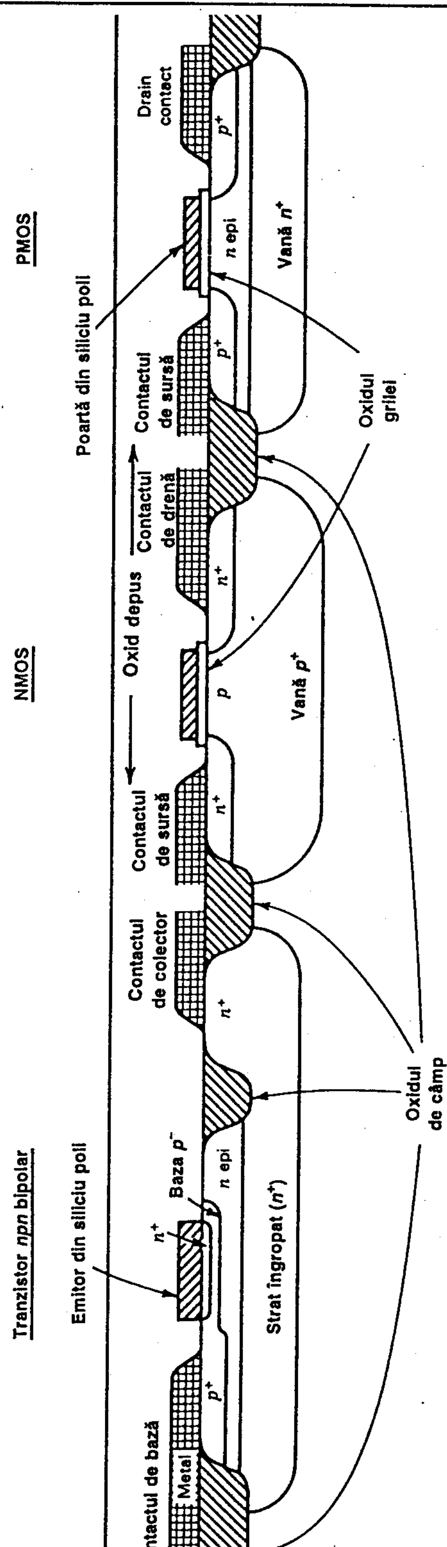


Fig. 2.66 Secţiune transversală a tranzistoarelor dintr-un proces BiCMOS de mare performanţă.

În cursul acestui proces de creştere epitaxială şi în cursul ciclurilor termice care urmează atomii de stibiu din stratul îngropat rămân practic nemişcaţi în timp ce atomii de bor, mult mai mobili, se redistribuie, vana p extinzându-se către suprafaţă.

Printr-o etapă de mascare se definesc regiunile în care se va creşte oxidul gros; în aceste regiuni stratul epitaxial este corodat. Urmează creşterea oxidului gros care este urmată de o etapă de planarizare. În etapa de planarizare oxidul gros, care a crescut peste nivelul suprafeţei, este corodat fiind adus la nivelul celorlalte regiuni. În acest fel se elimină denivelările de pe suprafaţă — vezi fig. 2.59 — ceea ce ajută la obţinerea unor trasee de interconectare fiabile, la trecerea peste treptele de oxid. În final, printr-o serie de etape de mascare şi implantare de tip p şi n se formează regiunile de bază şi de emitor, regiunea de mică rezistenţă a contactului de colector şi regiunile de sursă şi de drenă ale TECMOS. În cursul acestor secvenţe se creşte oxidul de poartă, se formează porţile din polisiliciu şi emitoarele iar tranzistoarele MOS suferă implantări de ajustare a pragului; în regiunile dorite se realizează contactele de metal. Apoi întreg cipul este acoperit cu un strat de dioxid de siliciu depus. Peste acest oxid se va forma cel de al doilea nivel de interconexiuni cu metal; în oxid se deschid ferestrele prin care se realizează conectarea cu elementele de dedesubt. În continuare se depune un al doilea strat de dioxid de siliciu şi al treilea nivel de interconexiuni cu metal; şi în al doilea strat de oxid depus se deschid ferestrele de interconectare corespunzătoare. Folosirea mai multor nivele de interconectare creşte flexibilitatea realizării conexiunilor între elemente ceea ce conduce astfel la îmbunătăţirea densităţii layoutului.

2.12 ASPECTE ECONOMICE ALE FABRICAŢIEI CIRCUITELOR INTEGRATE

Motivul principal al pătrunderii tot mai accentuate a circuitelor integrate în sistemele de toate tipurile este dat de reducerea preţului, ca urmare a particularităţilor procesului de fabricaţie a circuitelor integrate. Utilizarea corectă a tehnologiei pentru a se realiza această reducere a preţului cere înţelegerea factorilor care influenţează preţul unui circuit integrat în forma sa finală, încapsulat. În această secţiune se discută aceşti factori.

2.12.1 Randamente în fabricaţia de circuite integrate

După cum s-a arătat mai înainte în acest capitol, circuitele integrate se produc simultan pe un lot de plachete, fiecare plachetă conţinând până la câteva mii de circuite separate, dar identice. La sfârşitul procesului fiecare circuit de pe plachetă este verificat şi testat înainte de separarea plachetei în cipuri.

Procentul de circuite care sunt bune electric satisfăcând specificaţiile date este denumit *randamentul pe plachetă*, notat R_p, având valori cuprinse în mod obişnuit între 10% şi 90%. Circuitele defecte pot rezulta din multe cauze, dar o sursă majoră de scădere a randamentului o constituie defectele punctuale de diverse naturi care apar în operaţiile legate de fotorezist şi de difuzie. Aceste defecte sunt o consecinţă a defectelor de pe mască, a găurilor din fotorezist, a particulelor purtate de aer care cad pe suprafaţa plachetei, a defectelor cristaline din stratul

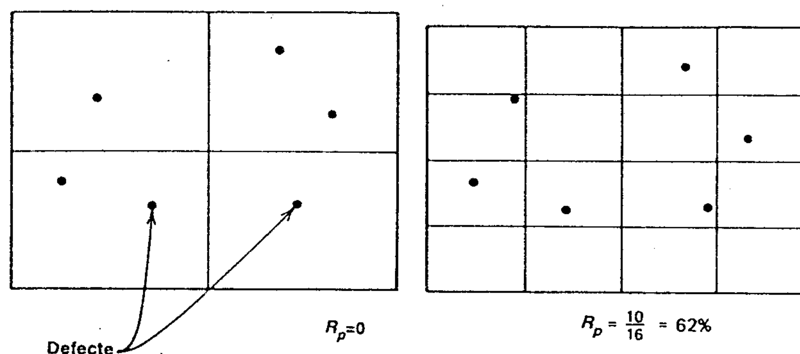


Fig. 2.67 Exemplu de principiu privind efectul ariei cipului asupra randamentului.

epitaxial etc. Dacă un astfel de defect apare în zona activă a unui tranzistor sau rezistor din circuit structura care va rezulta va fi de obicei nefuncțională. În mod obișnuit frecvența de apariție — pe unitatea de arie a plachetei -- a unor astfel de defecte depinde în primul rând de procesul de fabricație utilizat pentru circuitul respectiv și nu de circuitul particular care trebuie fabricat. În general, cu cât numărul de etape de mascare și de difuzie la care este supusă placheta este mai mare, cu atât va fi mai mare și densitatea de defecte pe suprafața plachetei la finele procesului.

Existența acestor defecte limitează superior aria circuitului care poate să fie fabricat în mod economic pe un singur cip. Fie, de exemplu, cele două cazuri din fig. 2.67 în care s-au utilizat pentru fabricația unor circuite cu arii diferite două plachete identice, cu aceeași localizare a defectelor. Deși în ambele cazuri localizarea defectelor este aceeași, randamentul pe plachetă al circuitului cu structura de dimensiuni mai mari este zero. Reducând aria cipului la o pătrime randamentul pe plachetă este de 62%. Acest exemplu de principiu ilustrează efectul ariei cipului asupra randamentului pe plachetă. Cantitativ, valoarea așteptată a randamentului pentru o mărime dată a cipului este o funcție puternic dependentă de complexitatea procesului, de natura etapelor individuale din proces și, probabil cel mai important, de maturitatea și de gradul de dezvoltare ale procesului, atât în întregul său cât și a fiecăreia din etapele sale.

Încă de la apariția procesului planar a avut loc o continuă reducere a densității de defecte datorită îmbunătățirii litografiei, extinderii folosirii proceselor de temperatură joasă, de exemplu implantarea de ioni, îmbunătățirii controlului mediului de fabricație etc. În fig. 2.68 sunt prezentate trei curbe tipice rezultate din datele de randament pentru procese bipolare și MOS. Aceste curbe sunt reprezentative pentru randamentele unor procese din fabricile avansate de circuite VLSI; procesele acoperă o gamă care se întinde de la cele foarte complexe cu multe etape, care micșorează randamentul, până la cele foarte simple.

De asemenea, curba de randament poate fi urcată sau coborâtă de aplicarea unor reguli de proiectare mai conservatoare, de o fabricație mai îngrijită etc. Deși factori necontrolabili cum ar fi, de exemplu, cei dați de problemele de testare, de problemele de proiectare ale circuitului etc. pot face ca rezultatele pentru un circuit particular să se abată puternic de la curbă, o astfel de curbă rămâne în continuare utilă prin punerea în evidență a tendinței globale de evoluție.

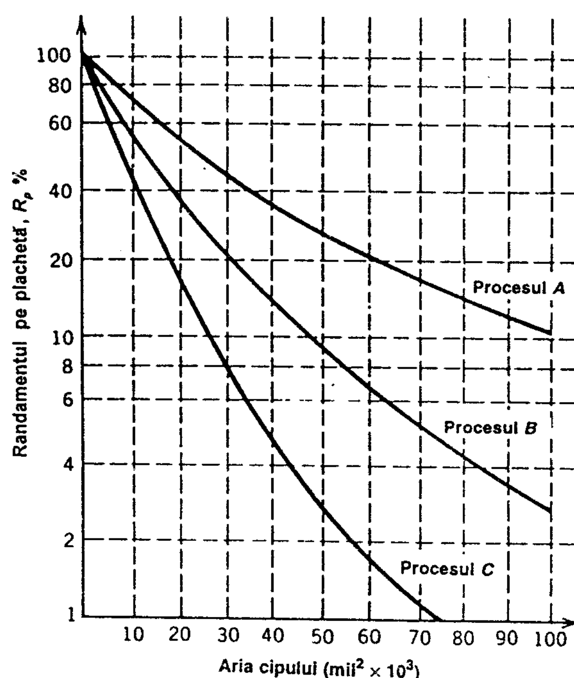


Fig. 2.68 Valorile tipice ale randamentului în funcţie de aria cipului pentru trei procese diferite, începând cu un proces foarte simplu, bine dezvoltat (curba *A*) şi sfârşind cu un proces foarte complex care are multe etape care micşorează randamentul (curba *C*).

În afara faptului că aria circuitului afectează randamentul, ea afectează şi numărul total de cipuri care se pot fabrica pe o plachetă de dimensiuni date. În fig. 2.69 se indică numărul total, *N*, de cipuri utilizabile de pe o plachetă — denumit *număr teoretic de cipuri pe plachetă* pentru cazul unor plachete de diferite diametre. Produsul dintre numărul teoretic de cipuri şi randamentul pe plachetă dă *numărul net de structuri bune pe plachetă* dat în fig. 2.70 pentru cazul curbelor de randament din fig. 2.69, presupunându-se o plachetă cu diametrul de 4 inch.

Odată ce placheta a trecut de etapa de testare pe plachetă, ea este separată în structuri individuale (cipuri) prin tăiere sauprin zgâriere şi spargere. Cipurile sunt controlate vizual, sortate şi pregătite pentru asamblare în capsule. În această etapă, care se numeşte separarea structurilor, apare o pierdere de structuri bune electric. Din structurile bune electric de pe plachetă, unele se pierd în cursul separării în cipuri datorită zgârierii suprafeţei şi spargerilor.

Raportul dintre numărul cipurilor bune electric, care rezultă după separarea structurilor, şi numărul de structuri bune electric de pe plachetă înainte de separare este denumit *randament de separare*, notat R_s.

Cipurile bune sunt apoi încapsulate (operaţie care include şi ataşarea firelor de legătură dintre terminalele capsulei şi cip). Cipurile încapsulate parcurg o triere finală în care, în general, există o pierdere de cipuri bune electric din cauza ataşării incorecte a firelor de legătură şi a manipulărilor la care sunt supuse. Raportul dintre numărul de circuite bune după trierea finală şi numărul de structuri bune care au intrat la încapsulare se numeşte *randament de testare finală*, notat R_f.

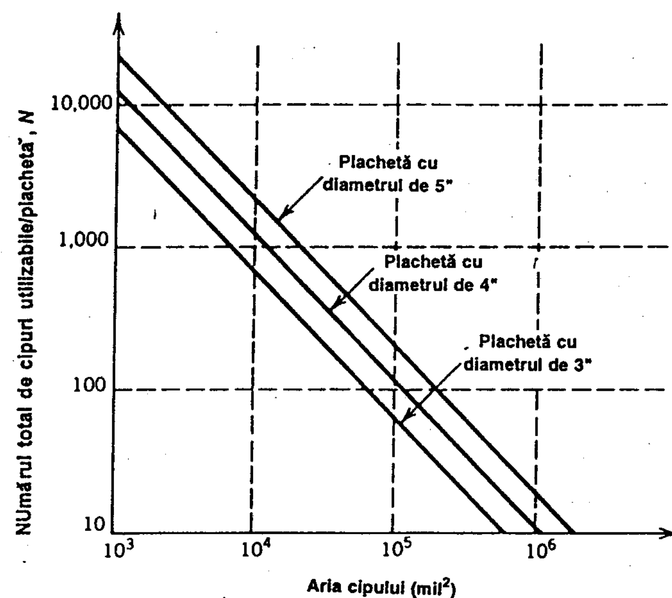


Fig. 2.69 Numărul total de cipuri utilizabile de pe o plachetă în funcţie de aria cipului pentru plachete cu diametrul de 3, 4 şi 5 inch.

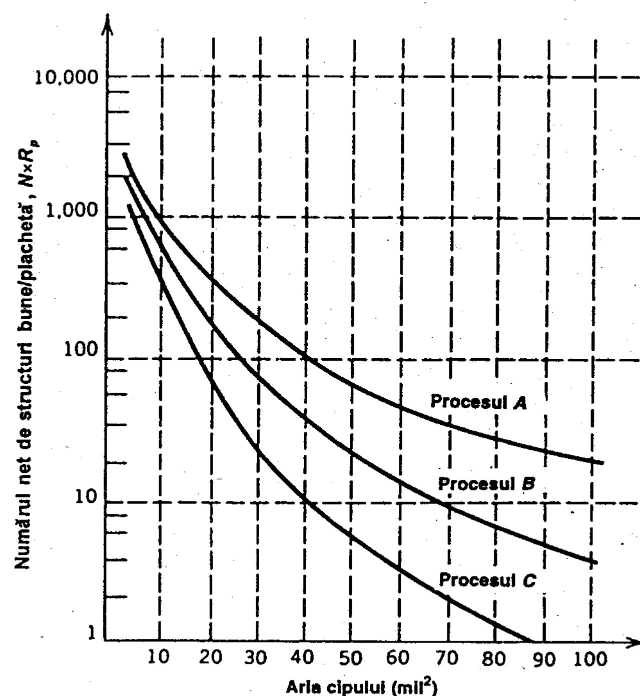


Fig. 2.70 Numărul net de structuri bune în funcţie de aria cipului pentru cele trei procese din fig. 2.68, presupunând o plachetă cu diametrul de 4 inch. Aceleaşi dependenţe se pot obţine, aproximativ, şi pentru alte diametre de plachete prin scalarea axei verticale cu un factor egal cu aria plachetei.

2.12.2 Consideraţii de cost în fabricaţia circuitelor integrate

Principalele costuri directe pentru fabricant se pot împărţi în două categorii: costurile asociate cu fabricaţia şi testarea unei plachete din care rezultă costul de fabricaţie a plachetei, C_p, şi costurile asociate încapsulării şi testării finale a unui singur cip, din care rezultă costul încapsulării, C_i. Atunci când socotim costul corespunzător fabricaţiei complete a unei plachete cu structuri, trebuie să ţinem cont mai întâi de costul plachetei, C_p. Numărul de structuri bune, electric, din această plachetă, care se încapsulează este NR_pR_s. Costul total, C_t, care se obţine după ce aceste cipuri au fost încapsulate şi testate este

$$C_t = C_p + C_i NR_p R_s \ . \tag{2.56}$$

Numărul total de circuite bune N_b (după încapsulare şi testare) este:

$$N_b = NR_p R_s R_f \ . \tag{2.57}$$

Deci costul pe bucată va fi:

$$C = \frac{C_t}{N_b} = \frac{C_p}{NR_p R_s R_f} + \frac{C_i}{R_f} \ . \tag{2.58}$$

Primul termen din expresia 2.58 corespunde costului de fabricaţie al plachetei, iar al doilea este asociat cu asamblarea şi testarea finală. După cum se va arăta în exemplul următor această expresie se poate utiliza pentru calculul costului la fabricant al unui circuit finit.

■ **EXEMPLU**

Să se traseze dependenţa costului direct de fabricaţie în funcţie de aria cipului pentru următoarele două cazuri.

(*a*) Fie un cost de fabricaţie al plachetei de C_p=\$75,00, un cost de asamblare şi testare C_i=\$0,06/cip, un randament de separare R_s=0,9 şi un randament de testare finală R_f=0,9. Se va presupune curba de randament *B* din fig. 2.68. Acest set de condiţii corespunde unui amplificator operaţional fabricat printr-un proces bipolar de complexitate medie şi încapsulat într-o capsulă ieftină cu 8 sau 14 terminale. Aplicând (2.58) se obţine:

$$C = \frac{\$75{,}00}{(NR_p)(0{,}81)} + \frac{\$0{,}06}{0{,}9} = \frac{\$92{,}59}{NR_p} + \$0{,}066 \ . \tag{2.59}$$

Această dependenţă a costului este trasată grafic în fig. 2.71*a*.

(*b*) Fie un cost de fabricaţie al plachetei C_p=\$100,00, un cost de asamblare şi testare de C_i=\$1,00/cip, un randament de separare R_s=0,9 şi un randament de testare finală R_f=0,9. Se va presupune curba de randament *A* din fig. 2.68. Acest set de condiţii corespunde unui circuit integrat complex analog/digital fabricat printr-un proces CMOS avansat şi încapsulat într-o capsulă mare cu multe terminale. Aplicând (2.58) se obţine:

$$C = \frac{\$100{,}00}{(NR_p)(0{,}72)} + \frac{\$1{,}00}{0{,}8} = \frac{\$138{,}89}{NR_p} + \$1{,}25 \ . \tag{2.60}$$

Această dependenţă a costului este trasată grafic în fig. 2.71*b*.

■

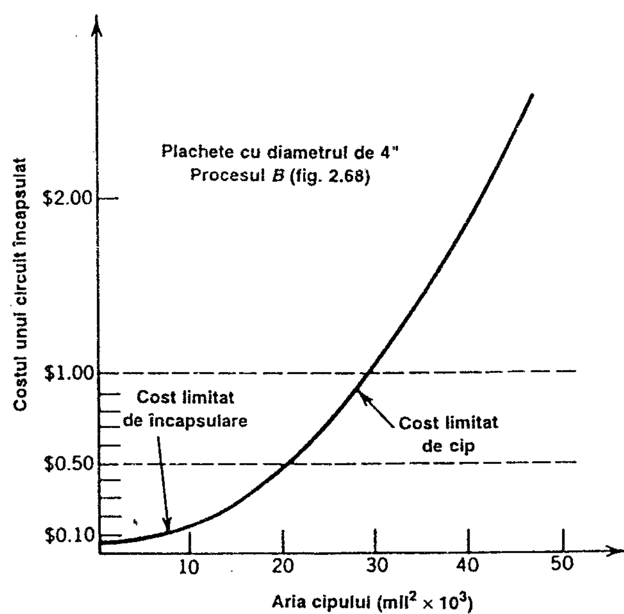


Fig. 2.71*a* Costul circuitului din exemplul (*a*) în funcţie de aria cipului.

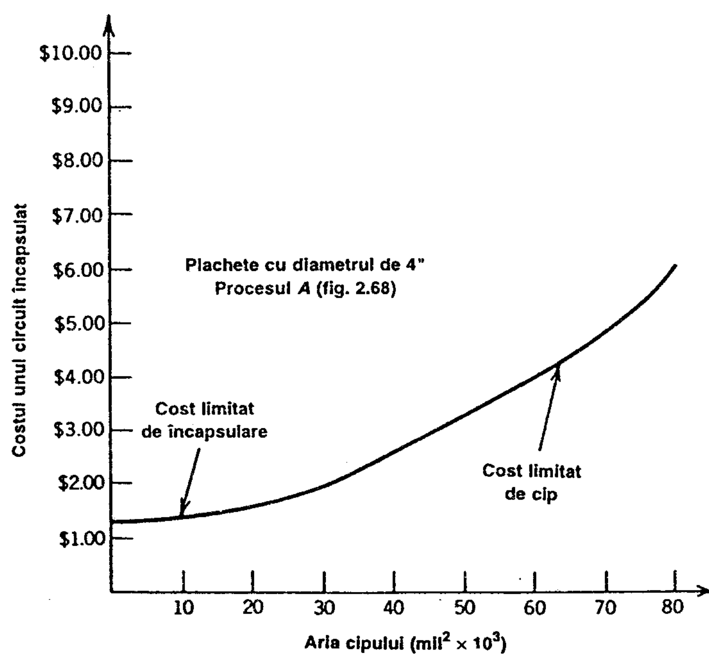


Fig. 2.71*b* Costul circuitului din exemplul (*b*) în funcţie de aria cipului.

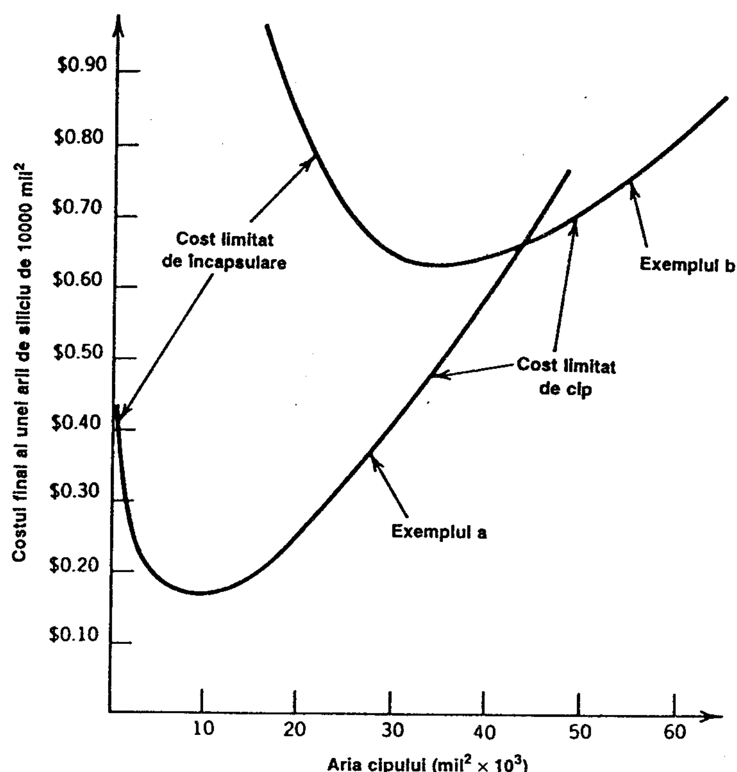


Fig. 2.72 Costul raportat la unitatea de arie de siliciu al unui circuit finit, pentru exemplele (*a*) şi (*b*). Deoarece în exemplul (*a*) costul capsulei şi costul testării sunt mai mici, punctul de cost minim se plasează la valori mult mai mici ale ariei cipului. Costul pe unitatea de arie de siliciu pentru arii mari ale cipului este mai mic pentru exemplul (*b*) deoarece randamentul procesului *A* este mai mare la arii mai mari ale cipului.

Din acest exemplu rezultă limpede că în cazul cipurilor de arie mică ponderea cea mai mare revine costurilor de asamblare şi încapsulare, iar în cazul cipurilor de arie mare costului de fabricaţie a plachetei. Această legătură poate fi făcută mai clară dacă se consideră costul circuitului integrat în funcţie de costul pe unitatea de arie de siliciu, după cum este prezentat în fig. 2.72, pentru cazul exemplelor date mai înainte. Curba din fig. 2.72 este o reprezentare a raportului dintre costul circuitului integrat încapsulat şi aria cipului, în funcţie de aria cipului. Costul minim se obţine undeva la mijloc între zona în care este limitativ costul încapsulării şi aceea în care este limitativ costul cipului. Deci, producerea unor cipuri excesiv de mici sau excesiv de mari este neeconomică în ceea ce priveşte utilizarea la cost minim a suprafeţei siliciului. Importanţa acestor curbe constă în aceea că oferă un criteriu pentru împărţirea unui sistem într-un număr de cipuri distincte; împărţirea trebuie făcută în aşa fel încât aria cipului să se afle în zona de cost minim. Dacă, de exemplu, un sistem complex analog-digital caracterizat de datele din exemplul (*b*) din fig. 2.72, având o suprafaţă de 80.000 mils^2 trebuie „turnat" în siliciu, soluţia cea mai economică va fi probabil realizarea sa în două cipuri şi nu într-unul singur. Această decizie va fi probabil puternic afectată şi de alţi factori, cum ar fi creşterea numărului de terminale, determinată de interconectarea celor două cipuri, spaţiul de

pe placa de cablaj imprimat necesar pentru circuitele suplimentare etc. Trebuie accentuat că forma curbei costului este puternic dependentă de costul capsulei, de costul testării produsului individual, de curba de randament pentru un proces dat etc.

Discuția precedentă s-a referit numai la costurile directe, pentru fabricant, ale fabricației unui produs finit; prețul de vânzare real este mult mai mare, reflectând costuri suplimentare de cercetare și dezvoltare, inginerie și desfacere. Totuși multe din aceste costuri fiind fixe, prețul de vânzare al unui circuit integrat particular tinde să varieze invers proporțional cu cantitatea de circuite vândută de fabricant.

2.13 CONSIDERAȚII ASUPRA ÎNCAPSULĂRII CIRCUITELOR INTEGRATE

După cum s-a arătat în secțiunea precedentă, costul final al unui circuit integrat este puternic dependent de costul capsulei în care este încapsulat. În plus, în afara costului, capsula afectează major încă doi parametri importanți. Primul este puterea maximă disipată de circuit, iar al doilea siguranța sa în funcționare. În continuare se va discuta fiecare din aceste limitări.

2.13.1 Puterea disipată maximă

Atunci când într-un dispozitiv, la suprafața unui circuit integrat, se disipă putere au loc două procese distincte. În primul rând căldura disipată de fiecare dispozitiv trebuie să treacă prin siliciu, ceea ce dă naștere unor gradienți de temperatură pe suprafața superioară a cipului. Acești gradienți pot afecta puternic performanțele circuitului; efectele lor se vor discuta în *Capitolul 6*. În al doilea rând, căldura trebuie să treacă din siliciu în structura capsulei și apoi din capsulă în mediul ambiant. Disiparea căldurii de la capsulă spre mediul ambiant are loc în esență prin radiație sau convecție; dacă se atașează capsulei un radiator disiparea are loc în esență prin conducție. Trecerea căldurii spre mediul ambiant face ca cipul, în totalitatea sa, să sufere o creștere a temperaturii; în regim staționar temperatura medie a cipului va fi mai mare decât temperatura ambiantă cu o cantitate proporțională cu puterea disipată pe cip și cu *rezistența termică* a capsulei.

Comportarea termică în regim staționar a ansamblului cip-capsulă se poate analiza aproximativ prin folosirea analogiei electrice, indicată în fig. 2.73. În această analogie curentul este echivalat cu fluxul de căldură, iar potențialul cu temperatura. Sursa de curent reprezintă disipația de putere pe cipul de circuit integrat. Căderea de tensiune pe rezistența θ_{jc} reprezintă diferența de temperatură între suprafața cipului și exteriorul capsulei, iar căderea de tensiune pe rezistența θ_{ca} diferența de temperatură între exteriorul capsulei și mediul ambiant. Această reprezentare este numai aproximativă deoarece în realitate structura este distribuită și nici suprafața superioară a cipului, nici exteriorul capsulei nu sunt izoterme. Totuși acest circuit echivalent rămâne util pentru o analiză aproximativă.

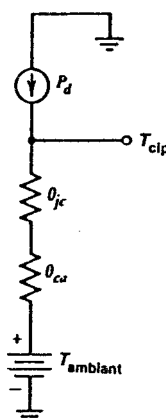


Fig. 2.73. Circuitul electric analog pentru descrierea comportării termice a structurii cip-capsulă.

Rezistenţa θ_{jc} este denumită *rezistenţa termică joncţiune-capsulă* a capsulei. Această rezistenţă are valori care variază de la aproximativ 30°C/W pentru o capsulă metalică TO-99, la aproximativ 4°C/W pentru o capsulă metalică de putere TO-3. Aceste două capsule sunt prezentate în fig. 2.74 împreună cu capsula din plastic care are terminalele pe ambele părţi ale capsulei, aşezate în linie (*dual-in-line package*, DIP). Rezistenţa θ_{ca} este denumită *rezistenţa termică capsulă-ambiant*. Pentru situaţia în care nu se foloseşte un radiator această rezistenţă este determinată în esenţă de rata cu care poate fi transferată căldura de la suprafaţa exterioară a capsulei la aerul înconjurător. Această rată este dependentă de mărimea capsulei şi de viteza de curgere a fluxului de aer în jurul capsulei. Deoarece sunt prezente şi efectele date de radiaţia termică, rata transferului de căldură nu este o funcţie liniară de temperatura capsulei. În mod obişnuit se face însă aproximaţia că această rezistenţă termică este liniară. Pentru cazul în care aerul înconjurător este liniştit şi nu se foloseşte un radiator valoarea rezistenţei θ_{ca} pentru TO-99 şi TO-3 este de, aproximativ, 100°C/W, respectiv 40°C/W.

În cazul circuitelor integrate care disipă o putere mare este adeseori necesară utilizarea unui radiator, pentru a preveni încălzirea excesivă a cipului. În această situaţie rezistenţa termică capsulă-ambiant este determinată de radiator. Radiatoarele destinate capsulelor de circuite integrate au forme variate, de la structuri cu mici aripioare având o rezistenţă termică de aproximativ 30°C/W, până la structuri masive care ating o valoare a rezistenţei termice de ordinul a 2°C/W. Utilizarea eficientă a radiatoarelor cu rezistenţă termică mică impune ca radiatorul şi capsula să fie într-un contact termic intim; în cazul capsulelor TO-3 pentru ataşarea capsulei la radiator se utilizează plăci speciale de mică şi vaseline pentru radiatoare, păstrându-se astfel şi izolarea electrică între capsulă şi radiator. Alegerea capsulei şi a radiatorului pentru un circuit particular depinde de puterea care trebuie disipată de circuit, de gama de temperatură ambiantă la care va funcţiona circuitul şi de temperatura maximă permisă a cipului. În condiţii staţionare aceste trei mărimi sunt legate prin următoarea expresie:

$$T_{\text{cip}} = T_{\text{ambiant}} + (\theta_{jc} + \theta_{ca})P_d \,, \qquad (2.61)$$

unde T_{ambiant} este temperatura ambiantă, T_{cip} — temperatura cipului, iar P_d — puterea disipată pe cip. Pentru circuitele integrate din siliciu considerente de fiabilitate impun ca temperatura cipului să fie menţinută sub 150°C. Această valoare de temperatură se ia în mod normal ca temperatura maximă permisă a cipului. Deci, odată ce se cunoaşte temperatura ambiantă maximă, rezultă diferenţa de temperatură care apare pe combinaţia serie θ_{jc} şi θ_{ca}. Îndată ce se ştie puterea disipată, se poate determina valoarea maximă permisă a rezistenţei termice a capsulei şi radiatorului.

■ EXEMPLU

Care este puterea maximă disipată admisă pentru un circuit încapsulat în TO-99, în aer liniştit, când temperatura ambiantă este de 70°C? Dar de 125°C?

Soluţie. Pentru capsula TO-99 în aer liniştit

$$\theta_{jc} + \theta_{ca} = 30\,°\text{C/W} + 100\,°\text{C/W} = 130\,°\text{C/W} \,.$$

Ţinând cont de relaţia 2.61 se obţine:

$$T_{\text{cip}} = T_{\text{ambiant}} + (130\,°\text{C/W})\,P_d \,.$$

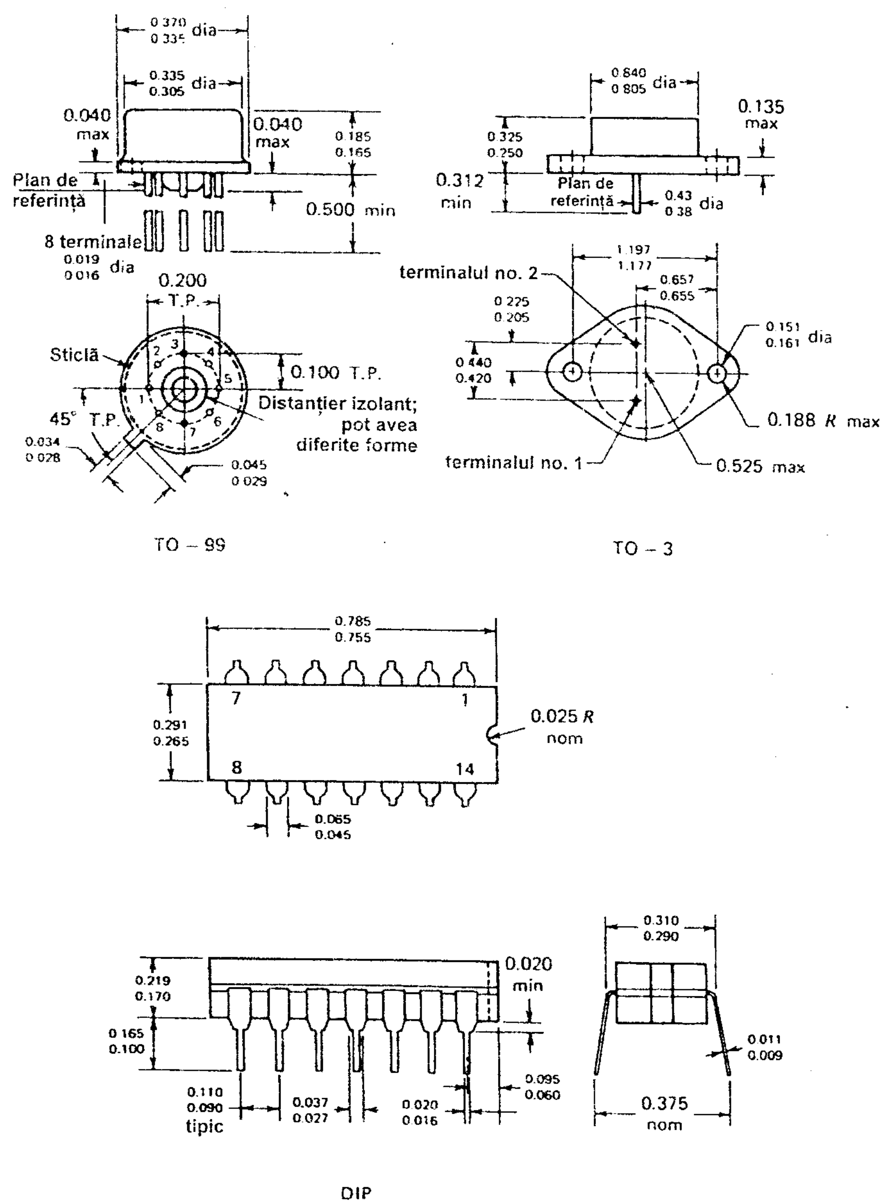


Fig. 2.74 Capsule pentru circuite integrate de tip TO-99, TO-3 și dual-in-line (DIP). Dimensiunile sunt date în inch. Capsula TO-3 în versiunea din figură se folosește pentru regulatoarele integrate cu trei terminale. Există și versiuni ale capsulei TO-3 cu până la 10 terminale. Capsula de tip TO-99 este disponibilă în variante cu 3, 4, 6, 8, 10 și 12 terminale. Capsula DIP este disponibilă în variante cu 8, 14, 16, 18 și 22 terminale fie din ceramică (închisă ermetic) fie din plastic.

La $T_{ambiant} = 70\,°C$

$$150\,°C = 125\,°C + (130\,°C/W)(P_{dmax}) .$$

şi rezultă:

$$P_{dmax} = 620 \text{ mW} .$$

La $T_{ambiant} = 125\,°C$

$$150\,°C = 125\,°C + (130\,°C/W)(P_{dmax}) .$$

şi rezultă

$$P_{dmax} = 190 \text{ mW} .$$

2.13.2 Consideraţii de siguranţă în funcţionare legate de încapsularea circuitelor integrate

În aplicaţiile în care service-ul este dificil sau imposibil, sau în situaţiile în care defectarea dispozitivului are consecinţe catastrofice, siguranţa în funcţionare a circuitului ajunge să fie de un interes esenţial. Parametrul primar care descrie siguranţa în funcţionare a circuitului este timpul mediu de defectare a unor mostre de circuite integrate aflate într-un set specificat de condiţii de mediu ambiant corespunzătoare cazului celui mai nefavorabil. Studiul diverselor moduri de defectare care pot apărea în circuitele integrate şi a mijloacele de evitare a acestor defectări au evoluat într-o disciplină separată, care este departe de scopul acestei cărţi. În ceea ce ne priveşte este suficient să menţionăm că din punct de vedere al siguranţei în funcţionare capsulele de circuite integrate se pot împărţi în doua grupe distincte: acelea în care cipul este închis ermetic într-o cavitate şi acelea în care cipul nu este închis ermetic. Primul grup include majoritatea capsulelor metalice, a capsulelor ceramice „dual-in-line" şi a capsulelor plate (*flat-packages*). Al doilea grup include capsulele din plastic. Capsulele din plastic se produc mai ieftin şi asigură aceeaşi siguranţă în funcţionare ca şi capsulele ermetice în condiţii moderate de mediu ambiant. Capsulele ermetice se produc în general mai scump dar sunt mult mai sigure în funcţionare în condiţii ostile de mediu înconjurător, în mod particular atât în condiţii de temperatură, cât şi de umiditate ridicată.

ANEXĂ

În acestă secţiune se dau echivalenţele pentru mărimile curent folosite între parametrii de model utilizaţi în SPICE şi simbolurile utilizate în text.

A2.1 Parametrii de model utilizaţi în SPICE

Parametrii tranzistorului bipolar

Simbolul în SPICE	Simbolul în text	Semnificaţia simbolului
IS	I_S	Curentul de saturaţie în modelul de transport
BF	β_F	Valoarea maximă a câştigului în curent direct

Parametrii tranzistorului bipolar (*continuare*)

Simbolul în SPICE	Simbolul în text	Semnificația simbolului
BR	β_R	Valoarea maximă a câștigului în curent invers
VAF	V_A	Tensiunea Early directă
RB	r_b	Rezistența serie din bază
RE	r_{ex}	Resistența serie din emitor
RC	r_c	Resistența serie din colector
TF	τ_F	Timpul de tranzit prin bază, direct
TR	τ_R	Timpul de tranzit prin bază, invers
CJE	C_{je0}	Capacitatea de barieră bază-emitor, la polarizare nulă
VJE	ψ_{0e}	Diferența de potențial internă a joncțiunii bază-emitor
MJE	n_e	Exponentul capacității joncțiunii bază-emitor
CJC	$C_{\mu 0}$	Capacitatea de barieră bază-colector, la polarizare nulă
VJC	ψ_{0c}	Diferența de potențial internă a joncțiunii bază-colector
MJC	n_c	Exponentul capacității joncțiunii bază-colector
CJS	C_{cs0}	Capacitatea de barieră colector-substrat, la polarizare nulă
VJS	ψ_{0s}	Diferența de potențial internă a joncțiunii colector-substrat
MJS	n_s	Exponentul capacității joncțiunii colector-substrat

Notă. În funcție de versiunea SPICE folosită, pentru modelarea capacității bază-substrat a tranzistorului *pnp* lateral, trebuie inclusă o diodă separată.

Parametrii TECJ

VTO	V_P	Tensiunea de prag (tensiunea de închidere)
LAMBDA	λ	Parametrul de modulație a lungimii canalului
BETA	I_{DSS}/V_P^2	Parametrul de transconductanță
RD	r_d	Resistența serie din drenă
CGS	C_{gs0}	Capacitatea joncțiunii grilă-sursă, la polarizare nulă
PB	ψ_0	Diferența de potențial internă a joncțiunii grilă-canal
CGD	C_{gd0}	Capacitatea joncțiunii grilă-drenă, la polarizare nulă

Parametrii TECMOS

Simbolul în SPICE	Simbolul în text	Semnificaţia simbolului
VTO	V_t	Tensiunea de prag la o tensiune sursă-substrat nulă
KP	μC_{ox}	Parametrul de transconductanţă
GAMMA	$\gamma = \frac{1}{C_{ox}} \sqrt{2q\varepsilon N_A}$	Parametrul tensiunii de prag
PHI	$2\phi_f$	Potenţialul de suprafaţă
LAMBDA	$\lambda = \frac{1}{L_{ef}} \frac{dX_d}{dV_{DS}}$	Parametrul de modulaţie a lungimii canalului
CGSO	C_{ol}	Capacitatea de suprapunere grilă-sursă pe unitatea de lăţime a canalului
CGDO	C_{ol}	Capacitatea de suprapunere grilă-drenă pe unitatea de lăţime a canalului
CJ	C_{j0}	Capacitatea de fund sursă/drenă, pe unitatea de arie, la polarizare nulă
MJ	n	Exponentul capacităţii joncţiunii sursă/drenă-substrat (coeficientul de gradare)
CJSW	C_{jsw0}	Capacitatea laterală sursă/drenă, la polarizare nulă
MJSW	n	Exponentul capacităţii joncţiunii laterale sursă/drenă
PB	ψ_0	Diferenţa de potenţial internă a joncţiunii sursă/drenă-substrat
TOX	t_{ox}	Grosimea oxidului
NSUB	N_A, N_D	Doparea substratului
NSS	Q_{ss}/q	Densitatea de sarcini fixe
XJ	X_j	Adâncimea joncţiunii sursă/drenă
LD	L_d	Difuzia laterală sursă/drenă

PROBLEME

2.1 Care este concentraţia de impurităţi dintr-o mostră de siliciu de tip p cu rezistivitatea de 1 Ωcm? Dar pentru o mostră de siliciu de tip n, cu aceeaşi rezistivitate?

2.2 Care este valoarea rezistenţei pe pătrat a unui strat de material cu o grosime de 5 μm şi o rezistivitate de 1 Ωcm?

2.3 Să considerăm un strat ipotetic din siliciu care are pe suprafaţa superioară o concentraţie de impurităţi de 10^{17} cm^{-3}. Concentraţia de impurităţi descreşte exponenţial cu distanţa de la suprafaţa superioară. Se va presupune că la o adâncime de 0,5 μm concentraţia scade faţă de valoarea sa de la suprafaţă de 1/e ori şi că înainte de introducerea impurităţilor de tip *n* concentraţia iniţială de impurităţi în probă a fost de 10^{15} cm^{-3}, de tip *p*. Să se determine adâncimea joncţiunii *pn* care rezultă şi rezistenţa pe pătrat a stratului de tip *n*. Se va presupune că mobilitatea electronilor este de 800 cm^2/Vs şi că grosimea stratului golit este neglijabilă.

2.4 Un rezistor difuzat are o lungime de 200 μm şi o lăţime de 5 μm. Rezistenţa pe pătrat a difuziei de bază este de 100 Ω/□ iar a stratului îngustat al bazei de 5 kΩ/□. Să se determine rezistenţa rezistoarelor de emitor, de bază şi îngustat.

2.5 Pentru o structură de test de tranzistor *npn* se măsoară la un curent de colector de 10 μA, tensiuni bază-emitor a căror valoare variază de la 520 mV la 580 mV. Dimensiunile emitorului sunt de 100 μm×100 μm. Să se determine intervalul de valori pentru Q_B care rezultă din aceste date. Să se calculeze, folosind aceste rezultate, gama de valori a rezistenţei pe pătrat, care se va observa în circuit, pentru un rezistor de bază îngustat. Se va presupune un coeficient de difuzie pentru electroni, $\overline{D}_n$, constant, de 13 cm^3/s, şi o mobilitate constantă a golurilor de 150 cm^2/Vs. Se va neglija grosimea regiunii golite.

2.6 Să se estimeze rezistenţa serie a bazei, rezistenţa serie a colectorului, curentul I_S, capacitatea bază-emitor, şi capacitatea colector-substrat ale tranzistorului *npn* de curent mare a cărui structură este dată în fig. 2.75. Această structură este tipică pentru tranzistoarele utilizate în etajele de ieşire din amplificatoarele operaţionale, care trebuie să furnizeze un curent de ieşire de până la aproximativ 20 mA. Se va presupune un profil de dopare ca acela indicat în fig. 2.17.

2.7 Să se determine valoarea curentului de colector la care începe să cadă câştigul în curent al unui tranzistor *pnp* lateral cu structura din fig. 2.33*a* în care rezistivitatea stratului epitaxial este de 0,5 Ωcm. Se va presupune un coeficient de difuzie pentru goluri $\overline{D}_p = 10$ cm^2/s şi o grosime a bazei de 8 μm.

2.8 Tranzistorul *pnp* de substrat din fig. 2.36*a* este utilizat ca dispozitiv de test pentru monitorizarea grosimii stratului epitaxial. Se va presupune că fluxul de purtători minoritari în bază este vertical şi că grosimile regiunilor golite emitor-bază şi colector-bază sunt neglijabile. Rezistivitatea stratului epitaxial s-a determinat printr-o măsurare independentă ca fiind de 2 Ωcm. Pentru tensiunea emitor-bază, măsurată la un curent de colector de 10 μA, s-a observat pe mai multe plachete o variaţie de la 525 mV la 560 mV. Ce gamă de valori ale grosimii stratului epitaxial implică această variaţie? Care va fi gama corespunzătoare de valori ale rezistenţei de pătrat care se va observa pentru un rezistor epitaxial îngustat? Se va presupune un coeficient de difuzie pentru goluri de 10 cm^2/s şi o mobilitate a electronilor de 800 cm^2/Vs. Se vor neglija grosimile regiunilor golite. Adâncimea difuziei de bază este de 3 μm.

2.9 Să se calculeze valoarea totală a capacităţii parazite asociată unui rezistor de bază de 10 kΩ, dacă rezistenţa pe pătrat a bazei este de 100 Ω/□ şi lăţimea rezistorului de 6 μm. Să se repete calculul pentru o lăţime a rezistorului de 12 μm. Se va presupune că profilele de dopare sunt cele din fig. 2.17.

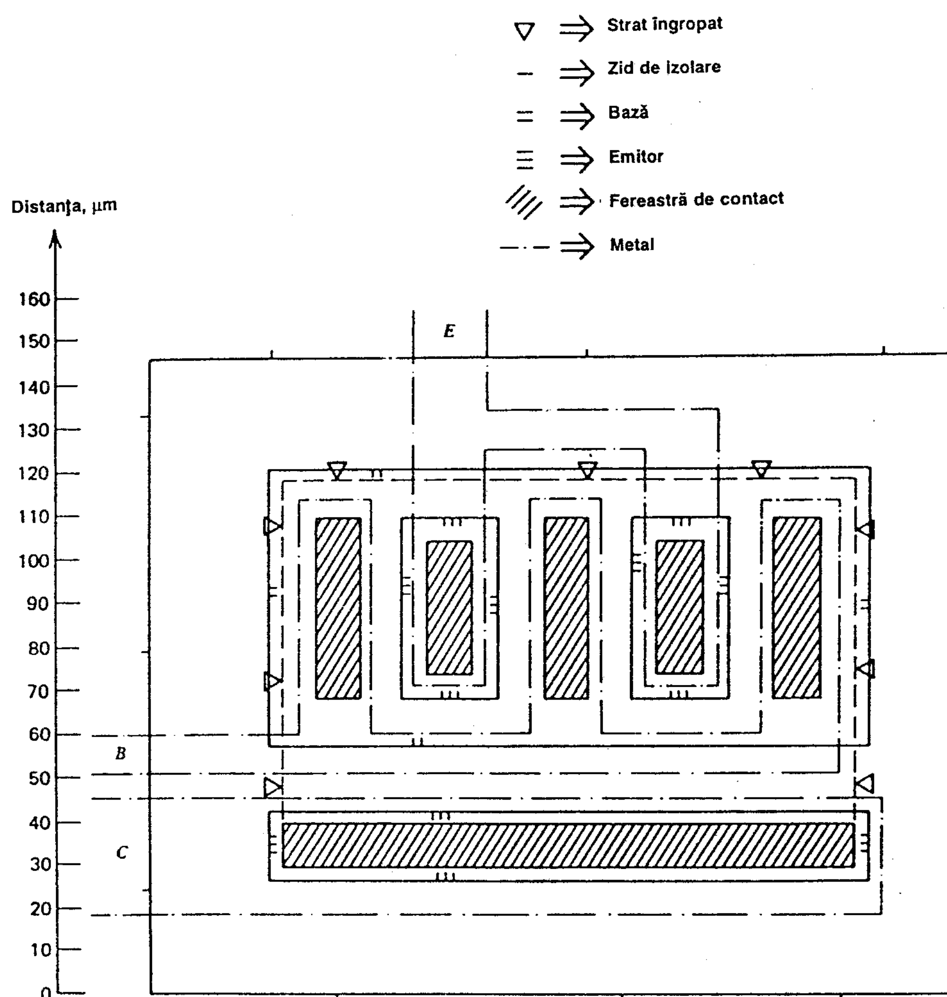


Fig. 2.75 Structura dispozitivului din *Problema 2.6*.

Dimensiunile capetelor rezistenţei sunt de 26 μmx26 μm. Adâncimea joncţiunii bazei este de 3 μm. Se va ţine seama de efectele laterale.

2.10 Pentru structura de tranzistor *pnp* de substrat din fig. 2.26*a* să se calculeze I_S, C_{je}, C_μ şi τ_F. Se va presupune că profilele de dopare sunt cele din fig. 2.17.

2.11 Pentru un tranzistor super-β de test, având o arie de emitor de 100 μm$\times$100 μm se măsoară o tensiune bază-emitor de 480 mV, la un curent de colector de 10 μA. Să se calculeze Q_B şi rezistenţa pe pătrat a regiunii bazei. Să se estimeze valoarea tensiunii de pătrundere folosind următorul raţionament. Atunci când regiunea golită bază-colector cuprinde întreaga bază, neutralitatea sarcinii cere ca numărul de acceptori ionizaţi din porţiunea din bază a regiunii golite să fie egal cu numărul de atomi donori ionizaţi din porţiunea din colector a regiunii golite (expresia 1.2). Ca urmare, dacă se aplică o tensiune suficient de mare, porţiunea din colector a regiunii golite trebuie

să aibă un număr de atomi ionizaţi egal cu Q_B. Deoarece concentraţia acestor atomi este cunoscută (este egală cu N_D) se poate determina grosimea porţiunii din colector a regiunii golite, la pătrundere. Dacă vom presupune că în bază concentraţia N_A, este mult mai mare în comparaţie cu concentraţia din colector, N_D, atunci prin utilizarea expresiei 1.14 se poate obţine valoarea tensiunii care duce la valoarea determinată mai înainte a grosimii regiunii golite. Să se repete această problemă pentru un tranzistor standard, presupunând o valoare măsurată pentru V_{BE} de 560 mV. Se va presupune un coeficient de difuzie a electronilor, $\overline{D}_n$, de 13 cm²/s, o mobilitate a golurilor, $\overline{\mu}_p$, de 150 cm²/Vs, o dopare a stratului epitaxial de 10^{15} cm^{-3} şi o valoare de 0,55 V pentru diferenţa de potenţial internă, ψ_0, a joncţiunii colector-bază. Se va lua pentru permitivitatea siliciului valoarea $\varepsilon = 1{,}04 \times 10^{-12}$ F/cm.

2.12 Pentru realizarea unui subsistem electronic integrat este necesară o arie de siliciu de 40.000 mil². Presupunând că se ia în consideraţie numai costul direct de fabricaţie al sistemului complet, să se determine dacă sistemul se va realiza pe un singur cip sau pe două cipuri diferite. Se va presupune că valoarea costului de fabricaţie a unei plachete este de \$100, a costului de încapsulare şi testare al unui circuit de \$0,6, a randamentului de separare de 0,9, a randamentului de testare finală de 0,9 şi că se aplică curba de randament B din fig. 2.68. Se va repeta problema pentru curbele de randament A şi C. Se va presupune o plachetă cu diametrul de 4 inch.

2.13 Să se determine costul direct de fabricaţie al unui circuit integrat a cărui cip este pătrat având latura de 150 mil. Se va presupune că valoarea costului de fabricaţie a unei plachete este de \$130, a costului de încapsulare de \$0,4, a randamentul de separare de 0,8 şi a randamentul de testare finală de 0,8. Problema se va rezolva pentru fiecare din curbele de randament din fig. 2.68. Se va presupune o plachetă cu diametrul de 4 inch.

2.14 (*a*) O aproximare empirică frecvent utilizată pentru dependenţa randamentului unui proces de fabricaţie a circuitelor integrate în funcţie de mărimea cipului este dată de relaţia

$$R_p = \exp(-A/A_0)$$

unde A este aria cipului iar A_0 o constantă. Folosind fig. 2.68 să se determine valorile aproximative ale lui A_0 pentru fiecare din cele trei procese indicate în figură. Pentru determinarea lui A_0 se se va folosi punctul de pe curbă în care randamentul este e^{-1}. Se va trasa grafic dependenţa randamentului în funcţie de aria cipului dat de relaţia de mai sus şi se va compara cu curbele prezentate în fig. 2.68.

(*b*) Folosind expresiile deduse la punctul (*a*) împreună cu curbele numărului teoretic de cipuri, N, pe plachetă se va deduce o expresie analitică pentru costul siliciului pe unitatea de arie în funcţie de mărimea cipului, R_s, R_f, C_i şi C_p pentru fiecare din cele trei procese A, B şi C.

2.15 Un tranzistor MOS polarizat în saturaţie are un curent de drenă de 100 μA la V_{GS}=1,5 V şi de 10 μA la V_{GS}=0,8 V. Să se determine tensiunea de prag şi mărimea $\mu_n C_{ox}(W/L)$. Se va neglija conducţia sub prag şi se va presupune că mobilitatea este constantă.

2.16 Să se calculeze tensiunea de prag pentru tranzistorul cu canal p, realizat prin procesul dat în *Tabelul 2.1*. Se va începe cu calculul tensiunii de prag pentru tranzistorul neimplantat şi se va continua cu cazul tranzistorului implantat, considerând pentru implantare parametrii specificaţi în *Tabelul 2.1*. De observat că implantarea este de tip p, astfel că concentraţia efectivă la suprafaţă este dată de diferenţa între concentraţia substratului şi concentraţia efectivă a stratului implantat.

2.17 Pentru un tranzistor cu canal n, implantat, realizat prin procesul dat în *Tabelul 2.1* s-a măsurat o rezistenţă de ieşire de 5 MΩ, la un curent de drenă I_D=10 μA şi la o tensiune de drenă V_{DS}=5 V. Dimensiunile pe mască ale tranzistorului sunt 100 μm×7 μm. Să se determine rezistenţa de ieşire a unui alt tranzistor având dimensiunile pe mască 50 μm×12 μm, funcţionând la I_D=30 μA şi V_{DS}=5 V.

2.18 Să se calculeze parametrii de model de semnal mic pentru tranzistorul prezentat în fig. 2.76 inclusiv g_m, g_{mb}, r_o, C_{gs}, C_{sb}' şi C_{db}. Se va presupune că tranzistorul funcţionează la un curent de drenă de 20 μA şi la o tensiune de drenă de 5 V. Se vor folosi parametrii de proces specificaţi în *Tabelul 2.1*. Se va presupune V_{SB}=5 V.

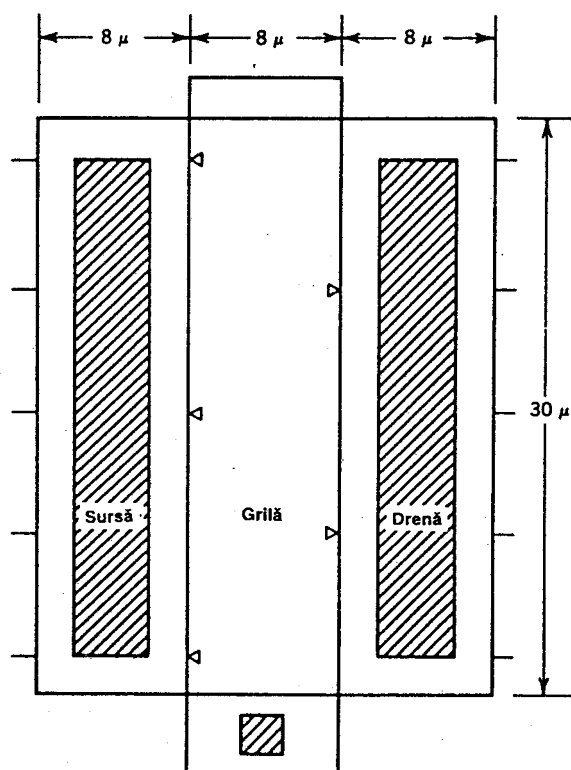


Fig. 2.76 Tranzistorul pentru *Problema 2.18.*

2.19 Tranzistorul prezentat în fig. 2.76 este conectat în circuitul dat în fig. 2.77. Grila este la masă, substratul este legat la −5 V iar drena este în gol. În sursă este conectat un generator de curent care este zero pentru t<0 şi 10 μA pentru t>0. La t=0 sursa şi

drena se află la valoarea inițială de 5 V. Să se schițeze variația în timp a potențialului sursei și drenei de la $t=0$ până în momentul în care potențialul drenei atinge -5 V. Pentru simplitate capacitățile sursă-substrat și drenă-substrat se vor considera constante având valoarea corespunzătoare unei polarizări nule. Se va presupune că valoarea tensiunii de prag a tranzistorului este de 0,8 V.

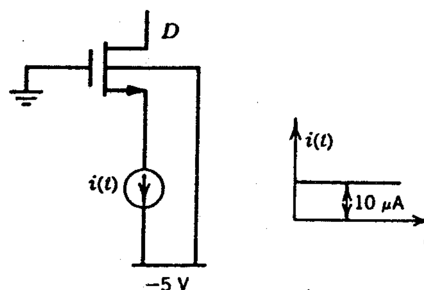


Fig. 2.77 Circuitul pentru *Problema 2.19.*

2.20 Unei capsule TO-99 i se atașează un radiator, astfel că rezistența termică capsulă-ambiant este de 20°C. Rezistența termică joncțiune-capsulă este pentru TO-99 de 30°C. Să se traseze dependența valorii maxime a puterii disipate care poate fi acceptată, în funcție de temperatura ambiantă, în condițiile în care se presupune o temperatură maximă a cipului de 150°C.

BIBLIOGRAFIE

1. A.S. Grove. *Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductoare*, Editura Tehnică, București, 1975.
2. R.S. Muller și T.I. Kamins. *Device Electronics for Integrated Circuits*. Wiley, New-York, 1986.
3. E.M. Conwell "Properties of Silicon and Germanium," *Proc. IRE*, Vol. 46, pp. 1281—1300, June 1958.
4. J.C. Irvin. "Resistivity of Bulk Silicon and of Diffused Layers in Silicon,", *Bell System Tech. Journal*, Vol. 41, pp. 387—410, March 1962.
5. R.W. Russel și D.D. Culmer. "Ion-Implanted JFET-Bipolar Monolithic Analog Circuits," Digest of Technical Papers, 1974 International Solid-State Circuits Conference, Philadelphia, Pennsylvania, pp. 140—141, February 1974.
6. D.J. Hamilton și W.G. Howard. *Basic Integrated Circuit Engineering*. McGraw-Hill, New York, 1975.
7. Y. Tamaki, T. Shiba, I. Ogiwara, T. Kure, K. Ohyu și T. Nakamura. "Advanced Device Process Technology for 0.3μm Self-Aligned Bipolar LSI," *Proceedings of the IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting*, pp. 166—168, September 1990.
8. M. Kurisu, Y. Sasyama, M. Ohuchi, A. Sawairi, M. Sigiyama, H. Takemura și T. Tashiro. "A Si Bipolar 21 GHz Static Frequency Divider," *Digest of Technical Papers, 1991 International Solid-State Circuits Conference*, pp. 158—159, February 1991.
9. R.M. Burger și R.P.Donovan. *Fundamentals of Silicon Integrated Devices Technology*. Vol. 2, pp. 134—136, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New-Jersey, 1968.
10. R.J. Whittier și D.A. Tremere. "Current Gain and Cutoff Frequency Falloff at High Currents," *IEEE Trans. Electron Devices*. Vol. ED-16, pp. 39—57, January 1969.
11. H.R. Camenzind. *Electronic Integrated Systems Design*. Van Nostrand Reinhold, New-York, 1972. Copyright © 1972 Litton Educational Publishing, Inc. Retipărită cu permisiunea companiei Van Nostrand Reinhold.
12. H.J. DeMan. "The Influence of Heavy Doping on the Emitter Efficiency of a Bipolar Transistor," *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. ED-18, pp. 833—835, October 1971.
13. H.C. Lin. *Integrated Electronics*. Holden-Day, San Francisco, 1967.

14. R.J. Widlar. "Design Techniques for Monolithic Operational Amplifiers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-4, pp. 184—191, August 1969.
15. K.R. Stafford, P.R. Gray şi R.A. Blanchard. "A Complete Monolithic Sample/Hold Amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-9, pp. 181—387, December 1974.
16. P.C. Davis, S.F. Moyer şi V.R.Saari. "High Slew Rate Monolithic Operational Amplifier Using Compatible Complementary *pnp*'s," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-9, pp. 340—346, December 1974.
17. A.R. Alvarez. *BiCMOS Technology and Applications*. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, The Netherlands, 1989.
18. J.L. de Jong, Richard Lane, Bart van Schravendijk şi George Conner. "Single Polysilicon Layer Advanced Super High-Speed BiCMOS Technology," *Proceedings of the IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting*, pp. 182—185, September 1989.

3

ETAJE DE AMPLIFICARE CU UNUL ŞI CU DOUĂ TRANZISTOARE

Tehnologia folosită pentru fabricarea circuitelor integrate impune proiectantului de circuite un set de limitări cu totul particular legat de costul componentelor. Abordarea cea mai eficientă a unui circuit din punctul de vedere al costului este cu totul diferită în funcţie de realizarea sa într-o formă monolitică sau de realizarea sa cu tranzistoare şi elemente pasive[1] discrete.

Să considerăm, în calitate de exemplu, două posibilităţi de realizare a unui amplificator audio cu trei etaje care sunt indicate în fig. 3.1 şi fig. 3.2.

Prima schemă reflectă o soluţie, eficientă din punct de vedere al costului, în contextul utilizării componentelor discrete de circuit. Deoarece componentele pasive cum ar fi rezistoarele şi capacitoarele sunt mai ieftine decât componentele active (tranzistoarele) circuitul conţine un număr minim de tranzistoare, iar cuplajul între etaje se realizează cu capacitoare.

În cazul realizării monolitice principalul factor care determină costul îl constituie aria de siliciu utilizată. Capacitoarele folosite în circuitele cu componente discrete au valori care nu sunt realizabile monolitic; în consecinţă ele trebuie să fie conectate la cip în exterior. Rezultă o creştere a numărului de terminale ale capsulei, care duce la o mărire a costului. Concluzia este clară: eliminarea capacităţilor mari va fi un obiectiv esenţial. Din acest motiv este de dorit o realizare cu circuite cuplate în curent continuu.

A doua limitare este dată de faptul că *cea mai ieftină* componentă care se poate fabrica într-un circuit integrat este aceea care ocupă aria cea mai mică, de obicei un tranzistor. Deci va fi optimă realizarea unui circuit care conţine valoarea totală de rezistenţă cea mai mică posibilă şi cât mai multe componente active.

Circuitul din fig. 3.2 reflectă aceste constrângeri[2,3]. În comparaţie cu circuitul din fig. 3.1 el utilizează mult mai multe tranzistoare, are o valoare totală de rezistenţă mai mică şi nu foloseşte capacitoare de cuplaj. Utilizarea perechilor de tranzistoare cu cuplaj în emitor permite cuplarea directă în curent continuu între etaje, iar sursele de curent realizate cu tranzistoare asigură o polarizare care nu necesită o valoare totală mare de rezistenţă.

Următoarele trei capitole analizează diferitele configuraţii de circuit întâlnite în circuitele integrate liniare. În circuitele cu componente discrete numărul de tranzistoare este de obicei redus la minimum. În mod uzual cea mai bună strategie în ceea ce priveşte analiza

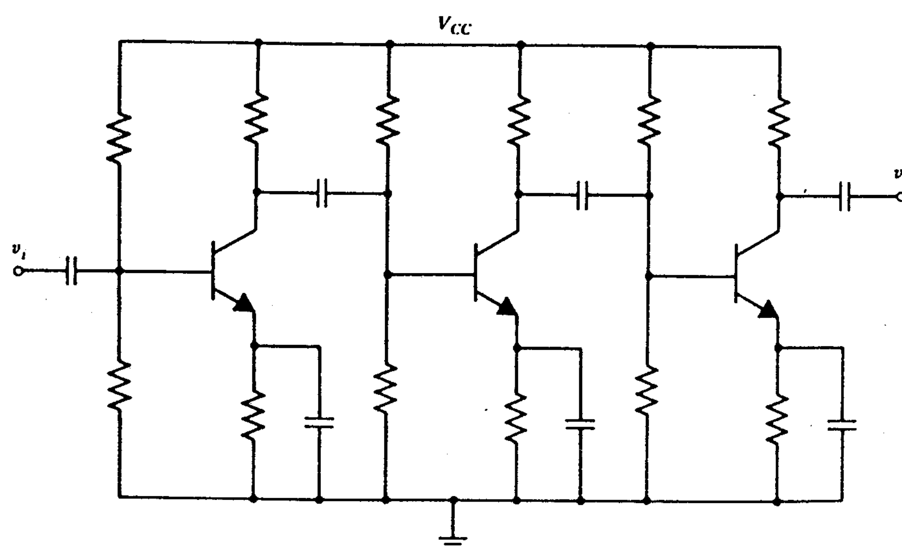


Fig. 3.1 Realizarea tipică, cu componente discrete, a unui amplificator audio.

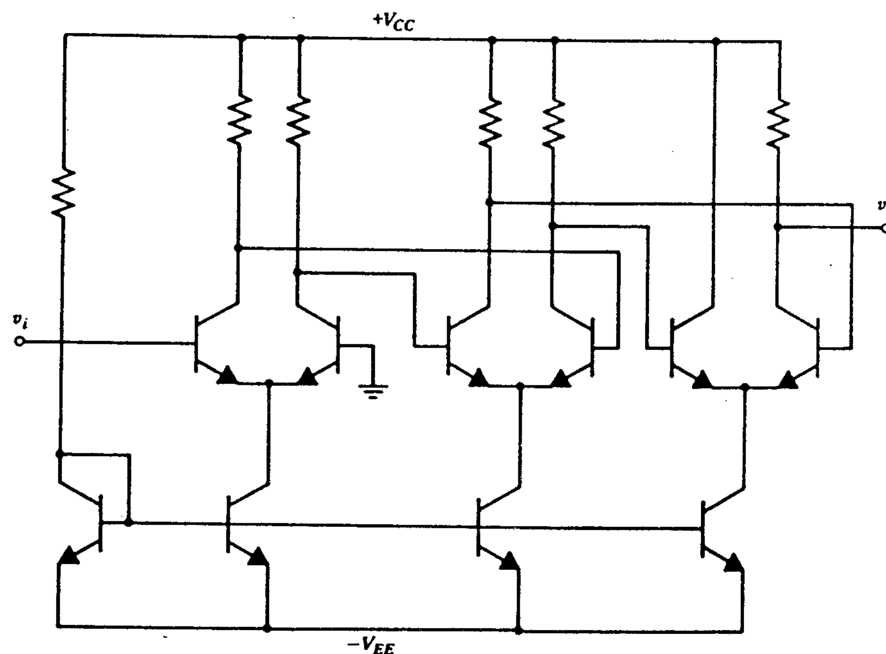


Fig. 3.2 Realizarea tipică, monolitică, a unui amplificator audio.

unor astfel de circuite este de a privi fiecare tranzistor individual ca un „etaj", iar întregul circuit ca o reuniune de etaje cu un singur tranzistor. Un circuit monolitic tipic conţine un număr mare de tranzistoare care îndeplinesc multe funcţii, atât active cât şi pasive. Deci va fi mult mai util ca circuitul monolitic să fie privit ca o reuniune de „subcircuite", care realizează

funcţii specifice şi nu ca o reuniune de etaje individuale cu tranzistoare. În acest capitol vom considera mai întâi proprietăţile de curent continuu şi de joasă frecvenţă ale celor mai simple subcircuite — amplificatoarele cu un tranzistor cu emitorul comun, cu baza comună şi cu colectorul comun şi echivalentele lor cu TEC. Apoi se vor considera trei subcircuite cu două tranzistoare care sunt utile ca etaje de amplificare. Dintre circuitele cu două tranzistoare cel mai mult utilizate sunt perechea cu cuplaj în emitor şi perechea cu cuplaj în sursă care vor fi analizate pe larg.

3.1 SELECŢIA MODELELOR DE DISPOZITIV PENTRU ANALIZA APROXIMATIVĂ A CIRCUITELOR ANALOGICE

O mare parte din această carte se preocupă de caracteristicile proeminente ale comportării unei clase de subcircuite — de uz comun în circuitele analogice — şi ale blocurilor funcţionale complete care se realizează cu aceste subcircuite. Aspectele de interes sunt următoarele: tensiunile şi curenţii din punctul static de funcţionare al circuitului, efectul neîmperecherii caracteristicilor dispozitivelor asupra acestor tensiuni şi curenţi, rezistenţele de intrare şi ieşire şi câştigul în tensiune al circuitului la semnal mic, la joasă frecvenţă. În capitolele care urmează se va considera şi comportarea de semnal mic la înaltă frecvenţă.

De multe ori, subcircuitul sau circuitul supus investigării este de o complexitate considerabilă. Condiţia de a realiza cu succes analiza sa manuală constă în respectarea cu stricteţe a unui unic principiu: alegerea pentru dispozitivele din circuit a celui mai simplu model posibil care mai asigură încă nivelul de precizie cerut. De exemplu, în cazul analizei de curent continuu, analiza manuală a circuitului se simplifică în mod major prin neglijarea unor parametri ai tranzistorului, cum ar fi rezistenţa de ieşire (prin neglijarea rezistenţei de ieşire erorile asupra valorilor calculate ale curenţilor de c.c. sunt de 10—20%).

Obiectivul principal al analizei manuale rămâne totuşi obţinerea unei înţelegeri intuitive a factorilor care afectează comportarea circuitului astfel ca ulterior să se poată realiza o procedură iterativă de proiectare care să ducă la performanţe îmbunătăţite. În orice punct al acestui ciclu comportarea circuitului se poate determina precis prin simulare pe calculator, dar fără a se mai ajunge la înţelegerea intuitivă necesară pentru proiectare.

Din păcate nu se pot formula reguli specifice în ceea ce priveşte alegerea pentru analiza circuitului a celor mai simple modele de dispozitiv. De exemplu, în analiza de curent continuu a circuitelor de polarizare, de cele mai multe ori este suficient să se presupună o tensiune bază-emitor constantă şi să se neglijeze rezistenţa de ieşire a tranzistorului. Totuşi unele circuite de polarizare se bazează — pentru a controla curentul de polarizare — pe relaţia neliniară dintre curentul de colector şi tensiunea bază-emitor. În analiza unor astfel de circuite presupunerea că tensiunea V_{be} este constantă conduce la erori grosolane. Un alt exemplu este dat de analiza de curent continuu a caracteristicilor etajului cu sarcină activă (vezi *Capitolul 4*), în care — pentru a se obţine rezultate semnificative — trebuie luată în consideraţie rezistenţa de ieşire. O situaţie asemănătoare există şi pentru cazul de semnal mic.

Rezultă deci că, în fiecare analiză, o etapă cheie constă în examinarea circuitului pentru a se determina acele aspecte ale comportării tranzistorului care afectează puternic performanţele circuitului, examinare urmată apoi de simplificarea modelului pentru a include numai aceste aspecte cheie. În capitolele următoare accentul se pune tocmai pe această etapă.

3.2 ETAJE DE AMPLIFICARE FUNDAMENTALE CU UN TRANZISTOR

Tranzistoarele bipolare şi cu efect de câmp sunt capabile să asigure amplificarea semnalelor, funcţionând în trei conexiuni diferite.

În conexiunea cu emitorul comun (pentru TEC, cu sursa comună) semnalul se aplică pe baza (grila) tranzistorului, iar ieşirea — semnalul amplificat — se ia din colector (drenă). În conexiunea cu colectorul comun (pentru TEC cu drena comună) semnalul se aplică pe bază (grilă), iar ieşirea se ia din emitor (sursă). Această conexiune este denumită frecvent repetor pe emitor (în cazul circuitelor bipolare), respectiv repetor pe sursă (în cazul circuitelor cu TEC). În conexiunea cu baza comună (cu grila comună pentru TEC) semnalul se aplică pe emitor (sursă), iar ieşirea se ia din colector (drenă). Fiecare din aceste conexiuni asigură o combinaţie particulară de valori pentru rezistenţa de intrare, rezistenţa de ieşire, câştigul în tensiune şi câştigul în curent. Analiza amplificatoarelor complexe cu mai multe etaje se poate reduce, în majoritatea cazurilor, la analiza unor etaje cu un singur tranzistor funcţionând într-una sau alta din conexiunile menţionate mai înainte.

După cum s-a arătat în *Capitolul 1* circuitele echivalente de semnal mic ale tranzistorului bipolar şi ale TEC sunt foarte asemănătoare, deosebirile constând practic numai în valorile diferite pe care le iau unii din parametrii de semnal mic. În particular TEC au o rezistenţă de intrare practic infinită spre deosebire de valoarea finită a rezistenţei r_π a tranzistorului bipolar. Pe de altă parte transconductanţa g_m a tranzistoarelor bipolare este cu un ordin de mărime mai mare decât aceea a TEC, pentru o aceeaşi valoare a curentului din punctul static de funcţionare. Aceste diferenţe fac ca în funcţie de aplicaţie să fie preferat unul din cele două tipuri de tranzistoare. De exemplu amplificatoarele cu o impedanţă foarte mare de intrare sunt mult mai simplu de realizat cu TEC decât cu tranzistoare bipolare iar valoarea mai mare a transconductanţei g_m face mult mai uşoară realizarea amplificatoarelor cu câştig mare dacă se folosesc tranzistoare bipolare şi nu TEC. În alte aplicaţii se poate folosi în mod avantajos caracterul exponenţial, la bipolar, sau pătratic, la TEC, al caracteristicii de semnal mare.

În prezent, după cum s-a arătat în *Capitolul 2*, există o mare diversitate de procese pentru fabricarea de circuite integrate. Astfel există procese care oferă ca dispozitive active numai tranzistoare bipolare, sau tranzistoare bipolare şi TEC, sau procese MOS pure, sau procese recente BiCMOS care combină dispozitive bipolare şi CMOS. Deoarece procesele mai complicate implică un număr mai mare de măşti ele sunt şi mai scumpe; în general proiectantul de circuite integrate va alege pentru fabricaţie cel mai simplu proces disponibil care încă îi mai asigură obţinerea performanţelor dorite de la circuit. Proiectantul trebuie să se simtă la fel de bine indiferent de faptul că foloseşte tranzistoare bipolare sau TEC; el trebuie să înţeleagă asemănările şi deosebirile dintre ele astfel încât să poată face o alegere pertinentă a tehnologiei.

3.2.1 Conexiunea cu emitorul comun

Schema de principiu a unui amplificator cu emitorul comun (EC) cu sarcină rezistivă este indicată în fig. 3.3. Rezistorul R_C reprezintă rezistenţa de sarcină conectată în colector. Linia scurtă orizontală, notată V_{CC}, de la capătul de sus al rezistorului R_C indică în mod indirect că între acest punct şi masă este conectată o sursă de tensiune cu valoarea V_{CC}. În această carte se va utiliza peste tot acest simbol. Pentru început vom calcula caracteristica de transfer de

curent continuu a amplificatorului, variind tensiunea de intrare de la zero spre valori pozitive.

Vom presupune că baza tranzistorului este atacată de o sursă de tensiune cu valoarea V_i. Dacă V_i este zero, tranzistorul este tăiat şi nu trece decât curentul rezidual I_{CO}. Pe măsură ce tensiunea de la intrare creşte tranzistorul intră în regiunea activă directă, curentul de colector fiind dat de

$$I_c = I_S \exp \frac{V_i}{V_T} . \tag{3.1}$$

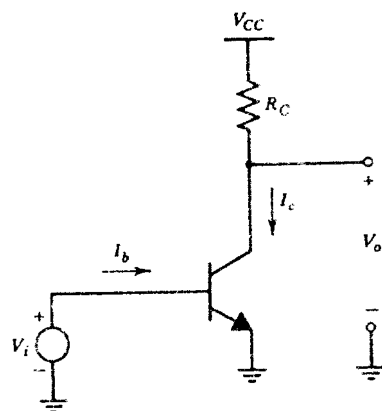


Fig. 3.3. Amplificatorul cu emitorul comun, cu sarcină rezistivă.

Circuitul echivalent pentru amplificator, atunci când tranzistorul este în regiunea activă directă, a fost dedus în *Capitolul 1*; el este repetat în fig. 3.4. Din cauza relaţiei exponenţiale care există între I_c şi V_{be} valoarea curentului de colector este foarte mică până când tensiunea de intrare atinge o valoare de aproximativ 0,5 V. Atât timp cât tranzistorul este în regiunea activă directă, curentul de bază este egal cu curentul de colector împărţit la β_F:

$$I_b = \frac{I_c}{\beta_F} = \frac{I_S}{\beta_F} \exp \frac{V_i}{V_T} . \tag{3.2}$$

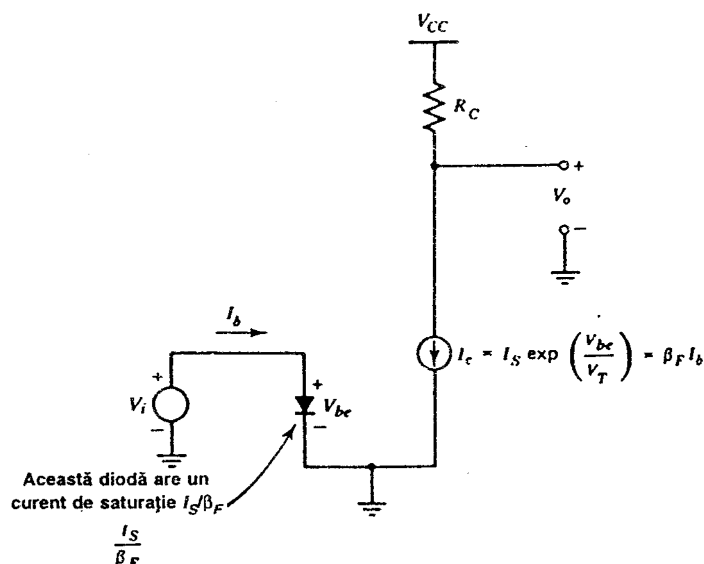


Fig. 3.4 Circuitul echivalent de semnal mare valabil în regiunea activă directă. Curentul de saturaţie al diodei echivalente bază-emitor este I_S/β_F.

Tensiunea de la ieşire este egală cu tensiunea sursei de alimentare, V_{CC}, minus căderea de tensiune pe rezistorul din colector:

$$V_o = V_{CC} - I_c R_C = V_{CC} - R_C I_S \exp \frac{V_i}{V_T} . \tag{3.3}$$

Atunci când tensiunea de la ieşire se apropie de zero, joncţiunea colector-bază a tranzistorului ajunge să fie polarizată direct, tranzistorul intrând în regiunea de saturaţie. Odată cu intrarea în saturaţie tensiunea de la ieşire nu mai scade, ci atinge o valoare aproape constantă. Totuşi odată cu creşterea tensiunii V_i, dincolo de saturaţie, curentul de bază continuă să crească. În aplicaţiile practice valoarea limitată a curentului disponibil de la sursa de semnal care atacă amplificatorul preîntâmpină creşterea ulterioară a tensiunii V_i (din cauza valorii mari care ar fi necesară pentru curentul de bază). În fig. 3.5 sunt trasate tensiunea de la ieşire şi curentul de bază în funcţie de tensiunea de la intrare. Se observă că atunci când tranzistorul se află în regiunea activă directă variaţii mici ale tensiunii de la intrare dau naştere la variaţii mari ale tensiunii de la ieşire. Deci circuitul asigură un ***câştig în tensiune***. În continuare vom calcula câştigul în tensiune în regiunea activă directă.

Dacă pentru determinarea caracteristicilor de transfer de curent continuu era potrivit modelul de semnal mare al tranzistorului, calcularea parametrilor care caracterizează funcţionarea incrementală — cum ar fi, de exemplu, câştigul în tensiune — se poate face mai eficient utilizând modelul de semnal mic π-hibrid, descris în *Capitolul 1*.

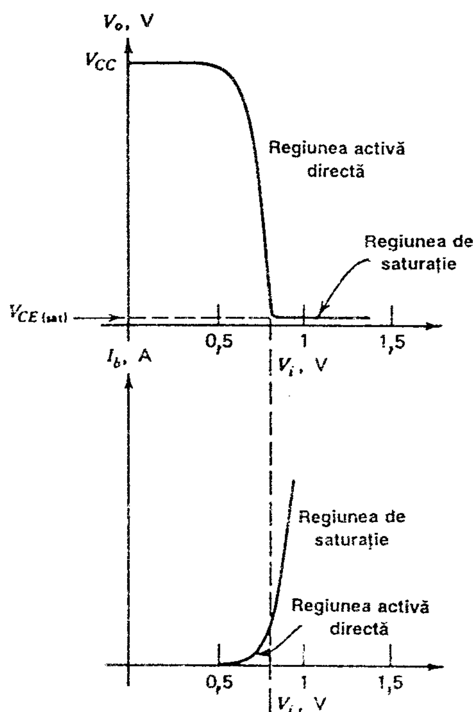


Fig. 3.5 Dependenţa tensiunii de la ieşire şi a curentului de bază în funcţie de tensiunea de la intrare V_i pentru circuitul cu emitorul comun.

Circuitul echivalent de semnal mic pentru amplificatorul cu emitorul comun este prezentat în fig. 3.6. În acest circuit s-a neglijat rezistenţa r_b deoarece s-a presupus că este mult mai mică decât rezistenţa r_π. De asemenea s-a neglijat rezistenţa r_μ. Circuitul nu include rezistenţa sursei de semnal şi rezistenţa de sarcină conectată la ieşirea amplificatorului. Rezistorul din colector, R_C, este inclus deoarece în mod obişnuit el este prezent într-o formă oarecare, ca element de polarizare.

În continuare, obiectivul îl constituie caracterizarea amplificatorului intrinsec, astfel încât valoarea câştigului în tensiune să poată fi apoi calculată în condiţii de încărcare arbitrară la intrare şi la ieşire. Pentru realizarea acestui obiectiv vom calcula rezistenţa de intrare de semnal mic, transconductanţa şi rezistenţa de ieşire a circuitului. Dacă circuitul este aproximativ unilateral, aşa cum este cazul amplificatorului cu emitorul comun, performanţele sale — presupunând o combinaţie particulară de rezistenţă de sarcină şi rezistenţă de generator — se pot evalua prin folosirea diportului echivalent cu parametri admitanţă, ilustrat în fig. 3.7.

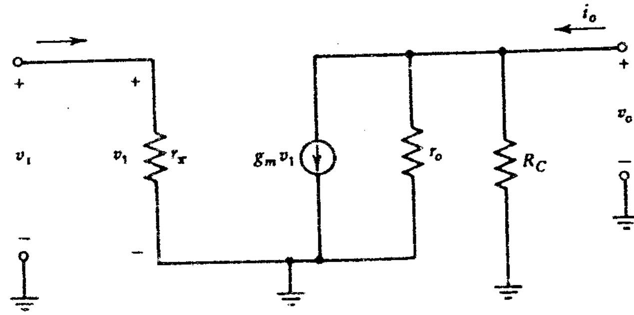


Fig. 3.6 Circuitul echivalent de semnal mic al amplificatorului EC

Transconductanța G_m reprezintă raportul dintre variația curentului de scurtcircuit de la ieșire și variația tensiunii de la intrare. Pentru un amplificator EC

$$G_m = g_m \,. \tag{3.4}$$

Rezistența de intrare este rezistența echivalentă Thévenin care se vede la bornele de intrare:

$$R_i = r_\pi \,. \tag{3.5}$$

Rezistența de ieșire este rezistența echivalentă Thévenin care se vede la bornele de ieșire, cu intrarea în scurtcircuit:

$$R_o = R_C \| r_o \,. \tag{3.6}$$

Ținând cont de aceste rezultate amplificatorul cu emitorul comun poate fi reprezentat prin diportul indicat în fig. 3.7.

Dacă la ieșire nu este conectată nici o sarcină, tensiunea de la ieșire va fi dată de

$$v_o = -G_m v_i R_o = -g_m (r_o \| R_C) v_i \,. \tag{3.7}$$

Rezultă *câștigul în tensiune, în gol* (sau *câștigul fără încărcarea amplificatorului*):

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_m (r_o \| R_C) \,. \tag{3.8}$$

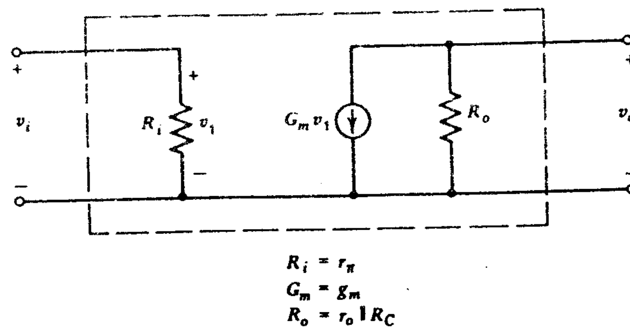


Fig. 3.7 Reprezentarea printr-un diport a proprietăților de semnal mic ale amplificatorului cu emitorul comun.

Se observă că, în cazul în care rezistorul de sarcină din colector are valori foarte mari, câştigul în tensiune, a_v, devine

$$\lim_{R_C \to \infty} a_v = -g_m r_o = -\frac{1}{\eta} \tag{3.9}$$

mărimea η fiind definită în (1.113). Pentru tranzistoare *npn* tipice această valoare a câştigului este de aproximativ 5×10^3 şi reprezintă câştigul maxim care se poate obţine la joasă frecvenţă de la un tranzistor. Al doilea parametru de interes, care poate fi calculat din reprezentarea ca diport a amplificatorului, este *câştigul în curent în scurtcircuit*, a_i, definit de raportul i_o/i_i cu ieşirea scurtcircuitată. Pentru amplificatorul cu emitorul comun se obţine

$$a_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{G_m v_i}{\dfrac{v_i}{R_i}} = g_m r_\pi = \beta_0 \ . \tag{3.10}$$

■ **EXEMPLU**

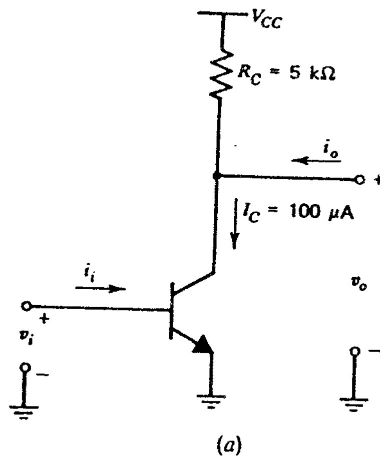


Fig. 3.8*a* Schema amplificatorului considerat în exemplul de pe această pagină.

(*a*) Să se determine rezistenţa de intrare, rezistenţa de ieşire, câştigul în tensiune şi câştigul în curent pentru amplificatorul cu emitorul comun din fig. 3.8*a*. Se va presupune că I_C=100 μA, β_0=100, r_b=0 şi $r_o=\infty$.

Soluţie:

$$R_{in} = r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{100\ \mu A/26\ mV} = 26\ k\Omega\ ,$$

$$R_{out} = R_C = 5\ k\Omega\ ,$$

$$a_v = -g_m R_C = -\frac{100\ \mu A}{26\ mV} \times 5\ k\Omega = -19{,}2\ ,$$

$$a_i = \beta_0 = 100\ .$$

(*b*) Să se calculeze câştigul în tensiune al circuitului din fig. 3.8*b*. Se va presupune că bateria $V_{polarizare}$ a fost reglată astfel încât I_C să rămână la valoarea anterioară de 100 μA.

$$v_1 = v_s \frac{R_i}{R_S + R_i}\ ,$$

$$v_o = -G_m v_1 (R_o \| R_L) = -G_m \frac{R_i}{R_S + R_i} (R_o \| R_L)\, v_s\ ,$$

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{1}{260\ \Omega}\ \frac{26\ k\Omega}{10\ k\Omega + 5\ k\Omega}\ \frac{10\ k\Omega \times 5\ k\Omega}{10\ k\Omega + 5\ k\Omega} = -7{,}25\ .$$

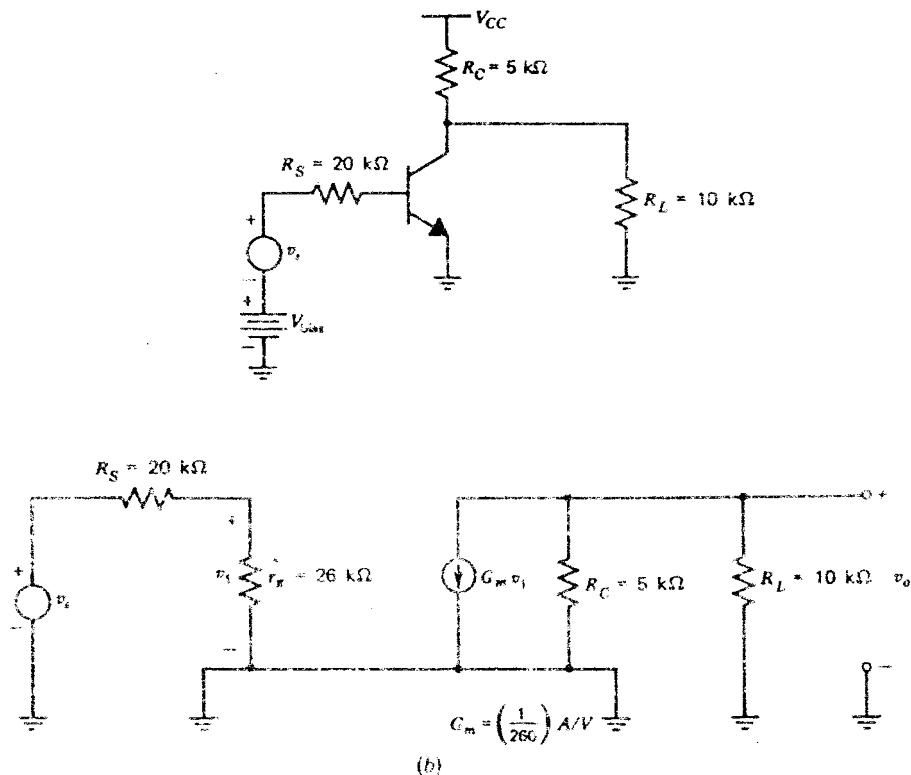


Fig. 3.8b Circuitul pentru calculul câştigului în tensiune cu valorile tipice ale rezistenţelor de sursă şi sarcină.

3.2.2 Conexiunea cu sursa comună

Conexiunea cu sursa comună cu sarcină rezistivă este prezentată în fig. 3.9; tranzistorul utilizat este NMOS.

La fel ca şi în cazul tranzistorului bipolar la V_i=0 TEC este tăiat, deci I_D=0 şi $V_o = V_{DD}$. Pe măsură ce V_i creşte depăşind V_t începe să curgă curentul de drenă şi TEC intră în regiunea activă directă. Folosind modelul de semnal mare pentru TEC din fig. 1.30 şi relaţia 1.175 se găseşte

$$V_o = V_{DD} - I_d R_D \ , \qquad (3.11)$$

$$V_o = V_{DD} - \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} R_D (V_i - V_t)^2 \ . \qquad (3.12)$$

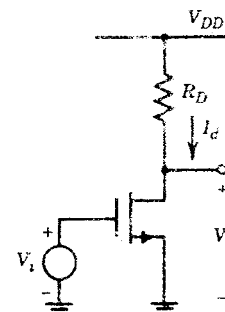


Fig. 3.9 Amplificator cu sursa comună cu sarcină rezistivă.

Tensiunea de la ieşire, $V_o = V_{DS}$, scade pe măsură ce tensiunea V_i creşte până în momentul în care TEC intră în regiunea de tip triodă, unde rezistenţa sa de ieşire devine mică fapt care, la fel ca şi în cazul tranzistorului bipolar, face ca valoarea câştigului

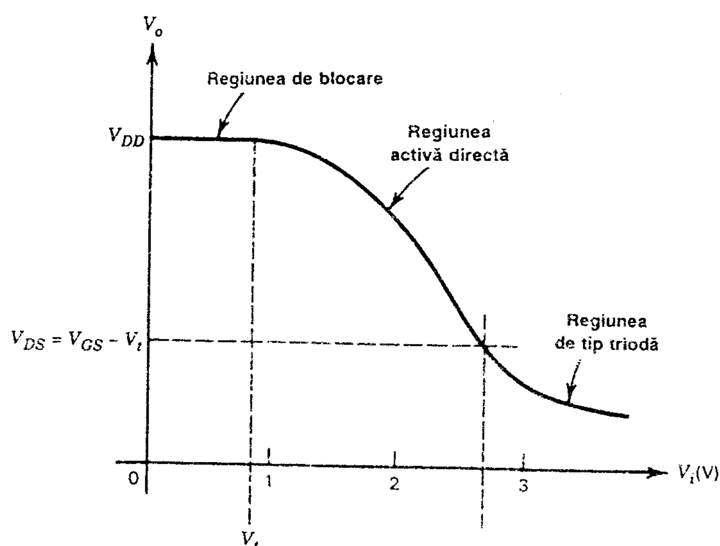


Fig. 3.10 Dependenţa tensiunii de la ieşire în funcţie de tensiunea de la intrare pentru circuitul cu sursa comună.

în tensiune să scadă spectaculos. Aceste concluzii sunt ilustrate în graficul tipic din fig. 3.10. De observat că valoarea câştigului în tensiune (panta caracteristicii) a TEC în regiunea activă directă este mult mai mică decât în cazul tranzistorului bipolar; ca urmare regiunea activă directă se extinde pentru etajul cu TEC pe o gamă mult mai largă de valori ale tensiunii V_i în comparaţi cu etajul cu tranzistor bipolar. În regiunea de tip triodă caracteristica de transfer se poate calcula înlocuind (1.173) în (3.11).

Câştigul în tensiune la semnal mic pentru etajul cu TEC se calculează într-o modalitate asemănătoare cu aceea folosită la etajul cu tranzistor bipolar. Circuitul echivalent de semnal mic este topologic echivalent, astfel că rezultatele din fig. 3.7 se aplică făcând $R_i = \infty$. Aceasta înseamnă şi că valoarea câştigului în curent este infinită. De observat că deoarece sursa şi substratul sunt la masă în curent alternativ, $v_{bs}=0$ şi generatorul g_{mb} din fig. 1.39 este inactiv. La fel ca mai înainte valoarea maximă a câştigului în tensiune care se poate obţine cu un singur etaj (rezistenţa de sarcină R_D este făcută foarte mare) este dat de

$$\lim_{R_D \to \infty} a_v = -g_m r_o . \tag{3.13}$$

În cazul TEC, g_m variază ca $\sqrt{I_D}$ (vezi relaţia 1.185) iar r_o ca I_D^{-1} (vezi relaţia 1.193). Din (3.13) rezultă că valoarea maximă a câştigului în tensiune pe un etaj variază ca $1/\sqrt{I_D}$ spre deosebire de cazul tranzistorului bipolar unde câştigul maxim era independent de curent. Un grafic tipic pentru dependenţa valorii maxime a câştigului în tensiune în funcţie de curentul de drenă pentru TECMOS este dat în fig. 3.11. La curenţi foarte mici câştigul atinge o valoare constantă comparabilă cu aceea de la tranzistorul bipolar. Aceasta este regiunea de conducţie sub prag în care caracteristica de transfer pătratică nu mai este valabilă. După cum s-a arătat în *Secţiunea 1.10* la curenţi foarte mici caracteristicile tind să devină exponenţiale arătând la fel cu acelea ale tranzistorului bipolar.

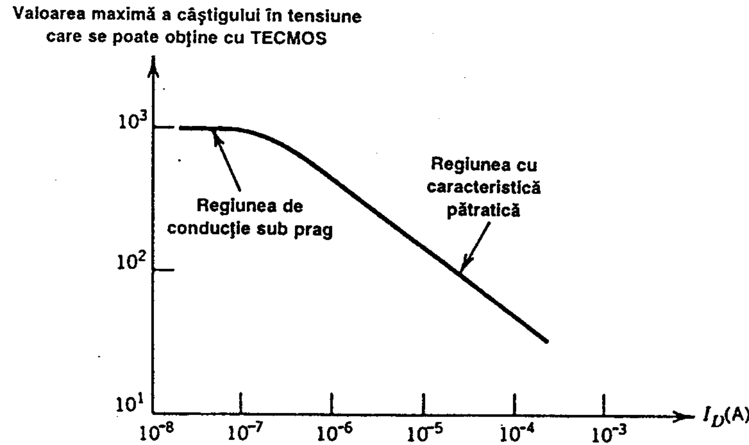


Fig. 3.11 Variaţia tipică a câştigului în tensiune al unui etaj cu TECMOS în funcţie de valoarea curentului de drenă din punctul static de funcţionare.

Valoarea limită a câştigului dată de relaţia 3.13 se poate exprima — folosind (1.175), (1.181) şi (1.185) — şi sub una din formele următoare:

$$g_m r_o = \frac{g_m}{I_D} V_A = \frac{2L_{ef}}{V_{GS} - V_t} \left[\frac{dX_d}{dV_{DS}} \right]^{-1} \tag{3.13a}$$

■ EXEMPLU

Să se determine câştigul în tensiune al amplificatorului cu sursa comună din fig. 3.9 ştiind că: V_{DD}=5 V, R_D=5 kΩ, $\mu_n C_{ox}$=40 μA/V², W=100 μm, L=10 μm, V_t=0,8 V, λ=0. Se vor considera două valori ale tensiunii din punctul static de funcţionare, V_i: 2 V şi 2,5 V.

Pentru V_i=2 V din (1.185) se obţine:

$$g_m = 40 \times 10^{-6} \times 10\,(2 - 0{,}8) = 480\ \mu A/V$$

deci

$$a_v = -g_m R_D = -2{,}4\ .$$

(înainte de utilizarea acestei relaţii trebuie verificat că V_{DS} este mai mare decât ($V_{GS} - V_t$) sau, cu alte cuvinte, că tranzistorul se află în regiunea activă directă).

Pentru V_i=2,5 V se obţine:

$$g_m = 40 \times 10^{-6} \times 10\,(2{,}5 - 0{,}8) = 680\ \mu A/V$$

deci

$$a_v = -g_m R_D = -3{,}4\ .$$

De remarcat valorile mici care rezultă pentru câştig în comparaţie cu cele din exemplul cu tranzistor bipolar.

3.2.3 Conexiunea cu baza comună

În conexiunea cu baza comună (BC)[4], semnalul este aplicat pe emitorul tranzistorului, iar ieşirea se face din colector. Baza este legată — din punct de vedere al regimului de curent alternativ — la masă. Schema conexiunii cu baza comună este indicată în fig. 3.12.

Deşi această conexiune nu este utilizată la fel de mult ca aceea cu emitorul comun, ea are unele caracteristici care o fac utilă în anumite aplicaţii. În această secţiune vom calcula pentru etajul cu baza comună câştigul la semnal mic, rezistenţa de intrare şi rezistenţa de ieşire.

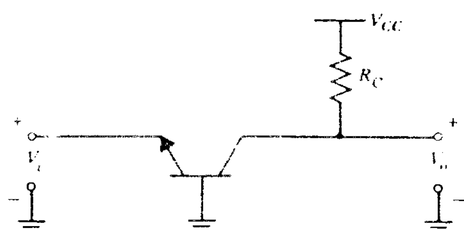


Fig. 3.12 Amplificatorul tipic cu baza comună.

Modelul π-hibrid asigură o reprezentare corectă a comportării de semnal mic a tranzistorului, independentă de configuraţia circuitului. Pentru etajul cu baza comună însă, modelul π-hibrid este oarecum greu de utilizat deoarece generatorul dependent de curent de colector este conectat între terminalele de intrare şi ieşire[4]. Analiza etajelor cu baza comună poate fi realizată mult mai convenabil dacă modelul se modifică după cum se arată în fig. 3.13.

Pentru a transforma modelul de semnal mic π-hibrid din fig. 3.13*a* într-unul controlat de curentul de emitor, să observăm pentru început că curentul generatorului curge de la terminalul colectorului spre terminalul emitorului. Comportarea circuitului nu se schimbă dacă se înlocuieşte această sursă de curent — după cum se arată în fig. 3.13*b* — cu două surse de aceeaşi valoare, una debitând de la colector spre bază, iar cealaltă de la bază spre emitor. Deoarece curentul trimis spre bază de o sursă este egal cu curentul scos de cealaltă sursă, funcţionarea acestui circuit nu diferă de aceea a circuitului original. Observând că sursa dependentă de curent dintre bază şi emitor este controlată chiar de diferenţa de potenţial dintre bornele sale, rezultă că această sursă se poate înlocui cu un rezistor de valoare $1/g_m$. Această rezistenţă apare în paralel cu rezistenţa r_π. Combinaţia paralel a rezistenţelor $1/g_m$ şi r_π se numeşte rezistenţa emitorului, r_e:

$$r_e = \frac{1}{g_m + \dfrac{1}{r_\pi}} = \frac{1}{g_m\left(1 + \dfrac{1}{\beta_0}\right)} = \frac{\alpha_0}{g_m} . \tag{3.14}$$

Noul circuit echivalent, denumit modelul T — indicat în fig. 3.13*c* — se comportă din punctul de vedere al curenţilor şi tensiunilor de la terminale exact la fel ca modelul π-hibrid. Utilizarea sa este însă mult mai convenabilă în calculele pentru conexiunea cu baza comună, în particular atunci când se poate neglija rezistenţa r_o. În cazul în care r_o, r_μ şi r_b sunt neglijabile, modelul se reduce la forma simplă dată în fig. 3.10*d*. Acest model nu include nici un fel de efecte dependente de frecvenţă.

Prin utilizarea modelului T circuitul echivalent de semnal mic al etajului cu baza comună capătă forma din fig. 3.14. Valoarea rezistenţei de ieşire, r_o, s-a presupus mare în comparaţie cu valoarea rezistorului R_C. În plus vom presupune deocamdată că şi rezistenţa r_b este mică.

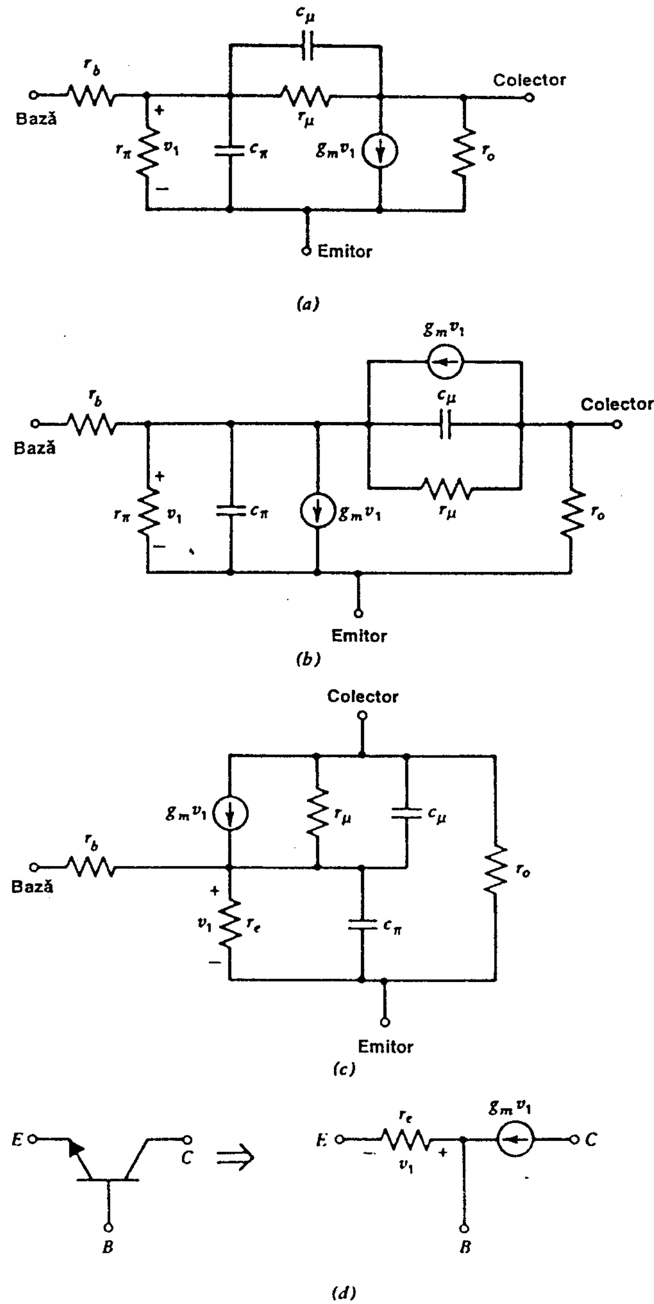


Fig. 3.13 Obținerea din modelul în π-hibrid a modelului în T, controlat de curentul de emitor. (*a*) Modelul în π-hibrid. (*b*) Sursa de curent $g_m v_1$ se transformă în două surse de curent în serie, iar nodul dintre ele se leagă apoi la bază. În acest fel valoarea curentului de bază rămâne nemodificată. (*c*) Sursa de curent dintre bază și emitor se convertește într-un rezistor, cu valoarea $1/g_m$. (*d*) Modelul în T pentru frecvențe joase, neglijându-se rezistențele r_o, r_μ și elementele care stochează sarcină.

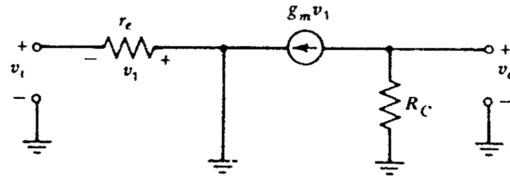


Fig. 3.14 Circuitul echivalent de semnal mic al etajului cu baza comună: rezistenţele r_o, r_b, r_μ s-au presupus neglijabile.

Prin utilizarea modelului T circuitul echivalent de semnal mic al etajului cu baza comună capătă forma din fig. 3.14. Rezistenţa de ieşire, r_o, s-a presupus mare în comparaţie cu R_C. În plus, deocamdată, vom presupune şi că rezistenţa r_b este mică.

Transconductanţa cu ieşirea în scurtcircuit rezultă din examinarea fig. 3.11:

$$G_m = g_m \, . \tag{3.15}$$

Rezistenţa de intrare este chiar r_e:

$$R_i = r_e \, . \tag{3.16}$$

Rezistenţa de ieşire este dată de:

$$R_o = R_C \, . \tag{3.17}$$

Făcând apel la aceşti parametri se obţin următoarele expresii pentru câştigul în tensiune cu ieşirea în gol şi pentru câştigul în curent cu ieşirea în scurtcircuit:

$$a_v = G_m R_o = g_m R_C \, , \tag{3.18}$$

$$a_i = G_m R_i = g_m r_e = \alpha_0 \, . \tag{3.19}$$

Circuitul de semnal mic pentru etajul cu baza comună sub forma diportului echivalent este indicat în fig. 3.15*a*. Până acum s-a presupus că rezistenţa r_b este neglijabilă. În realitate, dacă etajul cu baza comună funcţionează la nivele de curent suficient de mari, rezistenţa bazei are un efect semnificativ asupra valorilor transconductanţei şi rezistenţei de intrare. Recalcularea acestor parametri în condiţiile în care se ţine seama de efectele date de r_b conduce la următoarele expresii:

$$G_m = g_m \frac{1}{1 + \dfrac{r_b}{r_\pi}} \, , \tag{3.20}$$

$$R_i = \frac{\alpha_0}{g_m} \left(1 + \frac{r_b}{r_\pi} \right) \, . \tag{3.21}$$

Din aceste expresii rezultă că trebuie să se ţină cont de efectele date de rezistenţa bazei numai dacă valoarea curentului de colector este suficient de mare, astfel încât r_π să fie comparabil cu r_b. Dacă, de exemplu, $r_b = 100\ \Omega$ şi $\beta = 100$, valoarea curentului de colector la care rezistenţele r_π şi r_b sunt egale este de 26 mA.

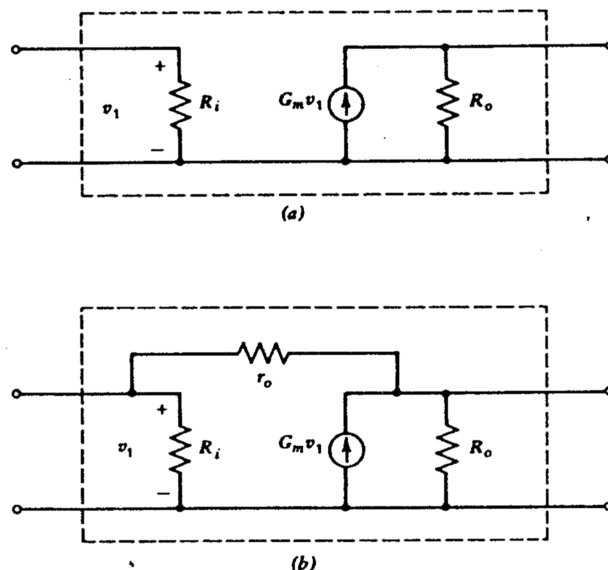


Fig. 3.15 (*a*) Diportul echivalent de semnal mic pentru etajul BC. $R_i=r_e$, $G_m=g_m$, $R_o=R_C$. Efectele date de rezistenţa r_o s-au neglijat. (*b*) Includerea în circuitul echivalent BC a rezistenţei de ieşire a tranzistorului.

În deducerea expresiilor anterioare pentru G_m, R_i şi R_o s-au neglijat efectele date de rezistenţa r_o. Pentru a se putea calcula corect valoarea rezistenţei de ieşire a amplificatorului, în cazul în care R_C este mare, fiind comparabil cu r_o, este necesar ca în modelul de semnal mic să fie inclusă şi rezistenţa r_o. Deoarece r_o este conectată de la ieşirea amplificatorului înapoi spre intrare, ea face ca circuitul să nu mai fie unilateral, reacţia prin r_o modificând atât rezistenţa de intrare cât şi rezistenţa de ieşire. Probabil că metoda cea mai convenabilă de includere a efectelor date de rezistenţa r_o se află în utilizarea diportului echivalent din fig. 3.15*b*, în care circuitului echivalent i s-a adăugat rezistenţa de ieşire.

Comparaţia cu conexiunea cu emitorul comun arată că în cazul etajului cu baza comună impedanţa de intrare este mai mică cu un factor β_0 iar câştigul în curent, ieşire/intrare, este subunitar. Valoarea subunitară a acestui câştig face nepractică conectarea în cascadă a etajelor cu baza comună, în afara cazului în care se utilizează un transformator de cuplaj între etaje. Un alt mod de a privi această situaţie rezultă din observaţia că la conectarea în cascadă a etajelor cu baza comună există o severă nepotrivire de impedanţe între ieşirea unui etaj şi intrarea următorului, impedanţa de intrare fiind foarte mică, iar cea de ieşire mare.

Cu toate acestea utilizarea etajelor cu baza comună se justifică din două motive. Primul este dat de absenţa la înaltă frecvenţă a reacţiei de la ieşire spre intrare, pe care în etajul cu emitorul comun o introducea capacitatea colector-bază. Această reacţie — după cum se va arăta în *Capitolul 7* — poate fi importantă în proiectarea amplificatoarelor de înaltă frecvenţă. Al doilea motiv constă în faptul că etajul cu baza comună poate atinge, în cazul limită în care $R_C \to \infty$, o valoare mult mai mare a rezistenţei de ieşire în comparaţie cu etajul cu emitorul comun (vezi *Capitolul 4*). Ca urmare, tranzistorul conectat cu bază comună se poate utiliza ca sursă de curent, cu o valoare a curentului aproape independentă de căderea de tensiune de la borne.

■ EXEMPLU

Să se calculeze rezistenţa de intrare, rezistenţa de ieşire şi câştigul în tensiune pentru amplificatorul cu baza comună din fig. 3.16. Se va presupune $\beta_0=100$, $r_b=\infty$ şi $I_C=100\ \mu A$.

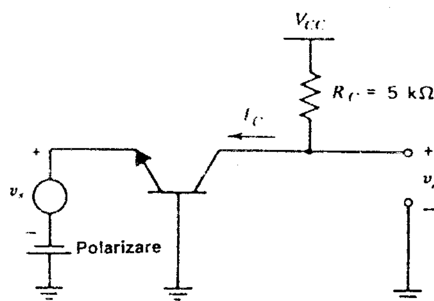


Fig. 3.16 Amplificatorul cu baza comună considerat în acest exemplu.

Soluţie:

$$R_{in} = \frac{\alpha_0}{g_m} = \frac{\frac{\beta_0}{1+\beta_0}}{g_m} = \frac{0{,}99}{100\ \mu A/26\ mV}$$

$$\approx 260\ \Omega\ ,$$

$$R_{out} = R_C = 5\ k\Omega\ ,$$

$$a_v = g_m R_C = 19{,}2\ .$$

3.2.4 Conexiunea cu grila comună

Conexiunea cu grila comună este din punct de vedere al funcţionalităţii foarte asemănătoare cu conexiunea cu baza comună. În fig. 3.17 este prezentat un circuit tipic, iar în fig. 3.18 schema sa echivalentă de semnal mic la joasă frecvenţă.

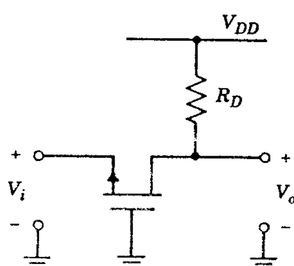


Fig. 3.17 Schema conexiunii cu grila comună.

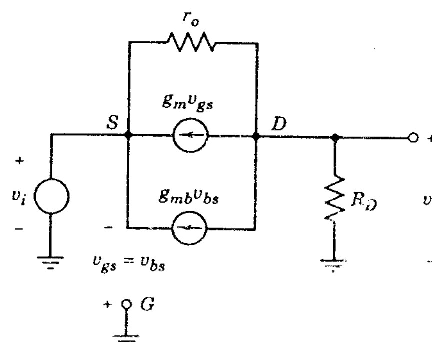


Fig. 3.18 Circuitul echivalent de semnal mic pentru conexiunea cu grila comună.

Se observă că ambele generatoare sunt acum active; deoarece presupunem că în curent alternativ substratul este la masă, rezultă $v_{bs}=v_{gs}$. (În tehnologiile CMOS care folosesc un substrat de tip p tranzistoarele PMOS sunt realizate într-o vană de tip n, care este de fapt substratul acestor tranzistoare. Dacă un etaj PMOS cu grila comună este format într-o vană individuală şi dacă această vană este legată la substrat, atunci $v_{bs}=0$ şi generatorul g_{mb} este inactiv).

Revenind la fig 3.18 se constată că cele două generatoare sunt în paralel. Este uşor de arătat că se aplică reprezentarea prin circuitul echivalent din fig. 3.15 în care

$$R_i = \frac{1}{g_m + g_{mb}}\ , \tag{3.22}$$

$$G_m = g_m + g_{mb}\ , \tag{3.23}$$

$$R_o = R_D\ . \tag{3.24}$$

3.2.5 Conexiunea cu colectorul comun (repetorul pe emitor)

Conexiunea cu colectorul comun este indicată în fig. 3.19*a*. Trăsătura caracteristică a acestei conexiuni este aceea că semnalul se aplică pe bază, iar ieşirea se ia din emitor[4].

Modelul de semnal mic pentru tranzistor care se potriveşte în acest caz este modelul π-hibrid, circuitul echivalent fiind prezentat în fig. 3.19*b*. Trebuie observat că în această conexiune tranzistorul nu este unilateral şi ca urmare, rezistenţa de intrare depinde de rezistenţa de sarcină, R_L, iar rezistenţa de ieşire de rezistenţa de generator, R_S. Din acest motiv în cazul de faţă caracterizarea repetorului pe emitor prin diportul echivalent corespunzător nu este utilă pentru o înţelegere intuitivă şi o analiză de prim ordin. Ca urmare, circuitul repetorului pe emitor dat în fig. 3.19*b* va fi analizat direct, ţinându-se cont şi de rezistenţa de generator şi de cea de sarcină. Adunând curenţii în nodul de la ieşire, se găseşte

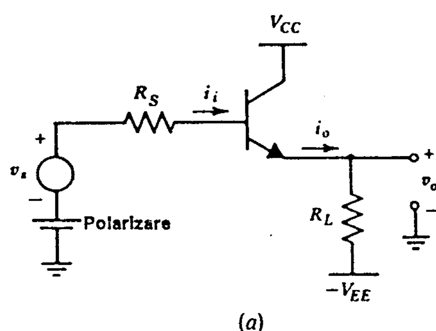


Fig. 3.19*a* Schema conexiunii cu colectorul comun.

$$\frac{v_s - v_o}{R_S + r_\pi} + \beta_0 \frac{v_s - v_o}{R_S + r_\pi} - \frac{v_o}{R_L} = 0 \tag{3.25}$$

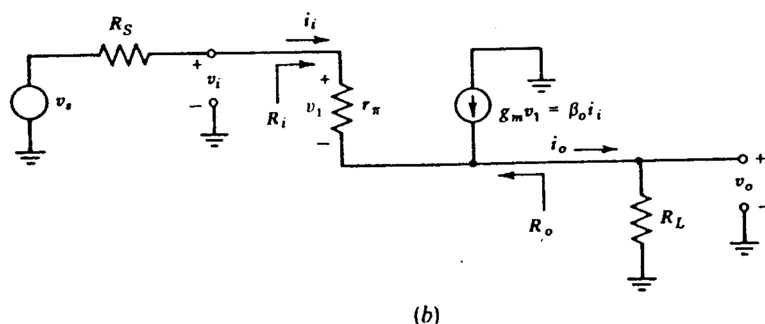


Fig. 3.19*b* Circuitul echivalent de semnal mic al repetorului pe emitor în care s-au inclus R_L şi R_S.

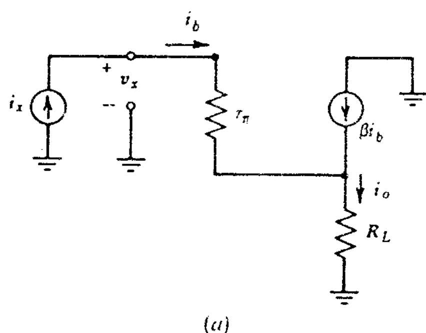


Fig. 3.20*a* Circuit pentru calculul rezistenţei de intrare a repetorului pe emitor.

din care rezultă

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_S + r_\pi}{(\beta_0 + 1)R_L}} . \qquad (3.26)$$

În cazul în care rezistenţa bazei, r_b, este importantă ea se adaugă direct la R_S în expresia 3.26.

Câştigul în tensiune este întotdeauna subunitar având o valoare apropiată de unitate dacă $\beta_0 R_L \gg R_S + r_\pi$, inegalitate care descrie situaţia normală întâlnită în circuitele practice. Se observă că mărimea v_o/v_s, calculată mai înainte, nu este analoagă mărimii a_v de la etajele cu emitorul comun şi cu baza comună deoarece în calculele pentru v_o/v_s s-a inclus rezistenţa de generator.

Rezistenţa R_i se calculează îndepărtând sursa de semnal, punând în locul ei între terminalele de intrare o sursă de curent de test, i_x, şi calculând apoi tensiunea v_x care rezultă la bornele sursei de test. Circuitul utilizat pentru realizarea acestor calcule este dat în fig. 3.20*a*. Curentul care trece prin rezistenţa de sarcină R_L este dat de

$$i_o = i_x + \beta_0 i_x . \qquad (3.27)$$

Tensiunea v_x este

$$v_x = i_x r_\pi + R_L(i_x + \beta_0 i_x) \qquad (3.28)$$

şi ca urmare

$$R_i = \frac{v_x}{i_x} = r_\pi + R_L(\beta_0 + 1) . \qquad (3.29)$$

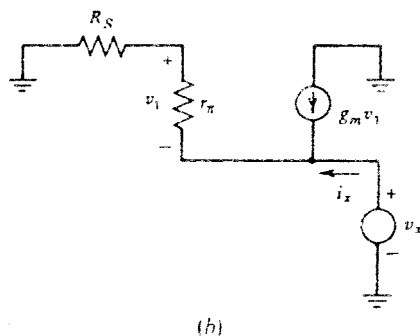


Fig. 3.20*b* Circuit pentru calculul rezistenţei de ieşire a repetorului pe emitor.

O proprietate generală a repetoarelor pe emitor este aceea că rezistenţa care se vede privind în bază este egală cu r_π plus valoarea rezistenţei de semnal mic din emitor înmulţită cu $(\beta_0 + 1)$.

Rezistenţa de ieşire este dată de rezistenţa echivalentă Thévenin, care se vede privind spre terminalele de ieşire, după ce s-a îndepărtat rezistenţa de sarcină, R_L. Calculul rezistenţei de ieşire se poate face fie prin introducerea unui curent de test şi determinarea tensiunii care rezultă, fie prin aplicarea unei tensiuni de test şi determinarea curentului. În cazul nostru, calculul este mai simplu dacă se aplică o tensiune de test, v_x (vezi fig. 3.20*b*).

Tensiunea v_1 este dată de

$$v_1 = -v_x \frac{r_\pi}{r_\pi + R_S} \ . \tag{3.30}$$

Curentul total la ieşire, i_x, este

$$i_x = \frac{v_x}{r_\pi + R_S} + g_m v_x \frac{r_\pi}{r_\pi + R_S} \tag{3.31}$$

şi ca urmare

$$R_o = \frac{v_x}{i_x} = \frac{r_\pi + R_S}{1 + \beta_0} \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_S}{1 + \beta_0} \ . \tag{3.32}$$

Rezistenţa care se vede la ieşire este deci rezistenţa din bază împărţită prin (β_0+1) la care se adaugă $1/g_m$.

În concluzie rezultă că repetorul pe emitor are o impedanţă de intrare mare, o impedanţă de ieşire mică şi un câştig în tensiune aproape unitar.

Utilizarea curentă a repetorului pe emitor este aceea de transformator de impedanţă, eliminându-se astfel încărcarea sursei de semnal care îl precede, de către impedanţa mică de intrare a etajului următor. Repetorul pe emitor se poate folosi şi ca etaj, cu câştig unitar, de decalare a nivelului de curent continuu, deoarece tensiunea de curent continuu de la ieşire este decalată cu $V_{BE(on)}$.

■ EXEMPLU

Să se calculeze rezistenţa de intrare, rezistenţa de ieşire şi câştigul în tensiune pentru repetorul pe emitor din fig. 3.20*c*. Se va presupune că $\beta_0=100$, $r_b=0$, $r_o=\infty$ şi $I_C=100\ \mu$A.

Soluţie:

$$R_i = r_\pi + R_L(\beta_0 + 1) = 26\ \text{k}\Omega + 1\ \text{k}\Omega \times 101 = 127\text{k}\Omega \ ,$$

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{1}{1 + \dfrac{r_\pi + R_S}{(\beta_0 + 1)R_L}} = \frac{1}{1 + \dfrac{26\ \text{k}\Omega + 1\ \text{k}\Omega}{101 \times 1\ \text{k}\Omega}} = 0,79 \ ,$$

$$R_o = \frac{R_S + r_\pi}{1 + \beta_0} = \frac{1\ \text{k}\Omega + 26\ \text{k}\Omega}{101} = 270\ \Omega \ .$$

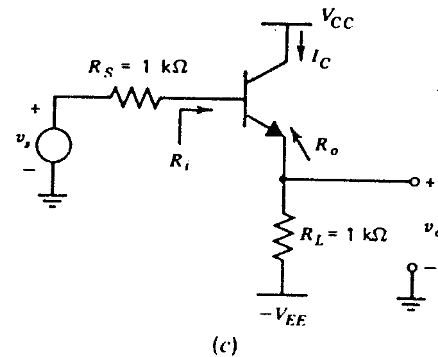


Fig. 3.20*c* Repetorul pe emitor considerat în acest exemplu.

3.2.6 Conexiunea cu drena comună (repetorul pe sursă)

Schema repetorului pe sursă este prezentată în fig. 3.21, iar circuitul său echivalent de semnal mic, în care s-a neglijat r_o, în fig. 3.22.

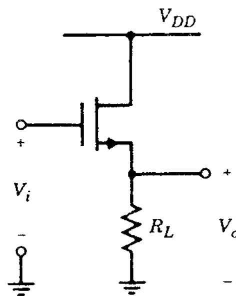


Fig. 3.21 Conexiunea cu drena comună.

Facem din nou observaţia că într-o tehnologie CMOS tranzistorul format în vană poate avea vana legată la sursă astfel că în acest caz $v_{bs}=0$ şi generatorul g_{mb} este inactiv.

Urmărind fig. 3.22 se poate scrie

$$v_i = v_{gs} + v_o \,, \tag{3.33}$$

$$g_m v_{gs} - g_{mb} v_o - \frac{v_o}{R_L} = 0 \tag{3.34}$$

şi rezultă

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb} + \dfrac{1}{R_L}} \,. \tag{3.35}$$

Din (3.35) se constată că există o diferenţă semnificativă între repetorul cu tranzistor bipolar şi cel cu TECMOS. În condiţiile în care rezistenţa de sarcină R_L este mare,

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb}} = \frac{1}{1+\chi} \,. \tag{3.36}$$

Deoarece $\chi \approx 0{,}2$ în cazul repetorului pe sursă câştigul nu este la fel de bine specificat ca şi în cazul repetorului pe emitor, care în condiţiile unei rezistenţe R_L mari tinde spre o valoare precisă, egală cu unitatea. (Dacă acest fapt constituie o problemă, ea poate fi depăşită prin folosirea unui TECMOS format într-o vană şi conectarea sursei sale la vană).

Rezistenţa de ieşire a repetorului pe sursă se calculează cu uşurinţă folosind fig. 3.22; ea este identică cu rezistenţa de intrare a conexiunii cu grila comună dacă R_L este mare. Deci

$$R_o = \frac{1}{g_m + g_{mb}} \,. \tag{3.37}$$

La fel ca şi repetoarele pe emitor, repetoarele pe sursă se utilizează ca etaje tampon şi pentru deplasarea de nivel. Atunci când sunt utilizate pentru deplasarea de nivel, ele sunt mult mai flexibile decât repetoarele pe emitor deoarece valoarea de curent continuu a tensiunii V_{GS} poate fi fixată la orice valoare arbitrară prin alegerea convenabilă a raportului W/L.

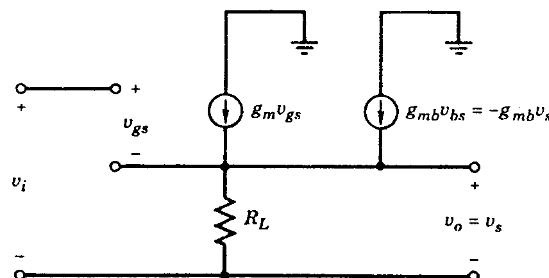
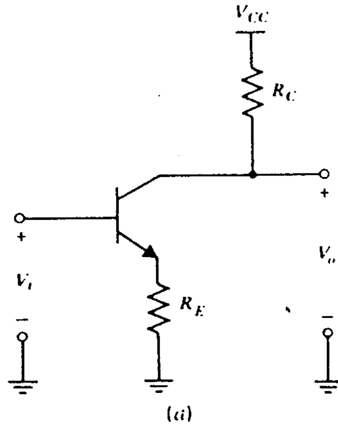


Fig. 3.22 Circuitul echivalent de semnal mic pentru conexiunea cu drena comună.

3.2.7 Amplificatorul cu emitorul comun, cu degenerare în emitor

La amplificatorul cu emitorul comun considerat mai înainte semnalul se aplica în bază, ieşirea era luată din colector, iar emitorul era, din punct de vedere al semnalului alternativ, la masă. Totuşi, de multe ori, circuitul cu emitorul comun este utilizat cu o rezistenţă în serie cu emitorul, aşa cum se arată în fig. 3.23*a*.



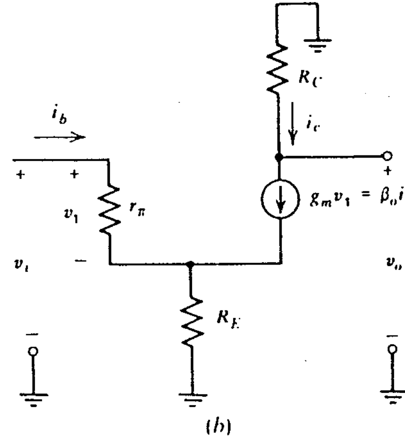


Fig. 3.23*a* Amplificatorul cu emitorul comun, cu degenerare în emitor.

Fig. 3.23*b* Circuitul echivalent de semnal mic pentru amplificatorul cu emitorul comun, cu degenerare în emitor.

Prezenţa acestei rezistenţe are mai multe efecte printre care se includ reducerea transconductanţei, creşterea rezistenţei de ieşire şi creşterea rezistenţei de intrare. Deoarece câştigul scade, prezenţa unei rezistenţe în emitor se numeşte „degenerare în emitor". Această rezistenţă determină de fapt o reacţie deoarece tensiunea pe rezistenţa din emitor, care este proporţională cu curentul de ieşire, se scade tocmai din tensiunea de intrare. Acest circuit va fi examinat din punct de vedere al reacţiei în *Capitolul 8*. În această secţiune se va calcula rezistenţa de intrare, rezistenţa de ieşire şi transconductanţa amplificatorului cu emitorul comun cu degenerare în emitor. Circuitul echivalent de semnal mic este indicat în fig. 3.23*b*.

Rezistenţa de intrare este exact aceeaşi ca şi pentru un repetor pe emitor cu o rezistenţă de sarcină egală cu R_E:

$$R_i = r_\pi + R_E(\beta_0 + 1) \ , \tag{3.38}$$

$$R_i \approx r_\pi(1 + g_m R_E) \ . \tag{3.39}$$

Deci rezistenţa de intrare se măreşte, faţă de cazul fără degenerare în emitor, cu un factor $(1+g_m R_E)$.

Pentru calculul transconductanţei se determină mai întâi tensiunea de semnal mic de pe rezistenţa r_π:

$$v_i = i_b r_\pi + (i_b + i_c)R_E = \frac{i_c}{\beta_0} r_\pi + i_c \left[1 + \frac{1}{\beta_0} \right] R_E \tag{3.40}$$

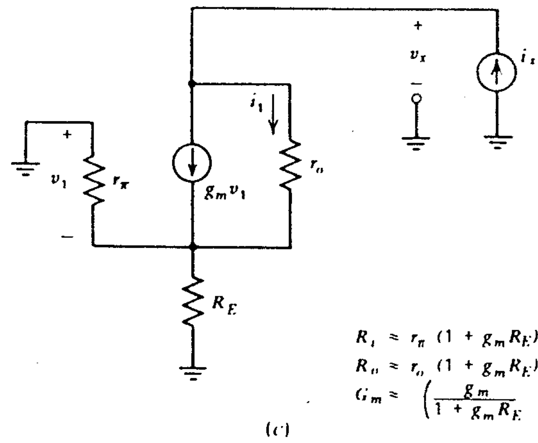


Fig. 3.23*c* Circuit pentru calculul rezistenţei de ieşire.

sau

$$v_i = i_c\left[\frac{1}{g_m} + R_E\left(1 + \frac{1}{\beta_0}\right)\right] \tag{3.41}$$

din care se obţine

$$G_m = \frac{i_c}{v_i} \approx \frac{g_m}{1 + g_m R_E} . \tag{3.42}$$

Deci, în comparaţie cu cazul R_E=0, transconductanţa *scade* cu un factor $(1+g_m R_E)$.

Rezistenţa de ieşire se calculează utilizând circuitul echivalent din fig. 3.23*c* în care rezistenţa R_C s-a presupus de valoare infinită. Această presupunere nu introduce nici o limitare asupra generalităţii rezultatului (în cazul prezenţei rezistenţei R_C, rezistenţa de ieşire este dată de combinaţia paralel a rezistenţei de ieşire pentru $R_C = \infty$ şi a rezistenţei R_C). Curentul de test, i_x, trece prin combinaţia paralel r_π, r_E astfel că

$$v_1 = -i_x(r_\pi \parallel R_E) . \tag{3.43}$$

Deci curentul i_1 va fi

$$i_1 = i_x - g_m v_1 = \tag{3.44}$$

$$= i_x + i_x g_m(r_\pi \parallel R_E) . \tag{3.45}$$

Utilizând (3.43) şi (3.45) tensiunea v_x rezultă

$$v_x = -v_1 + i_1 r_o = \tag{3.46}$$

$$= i_x\{(r_\pi \parallel R_E) + r_o[1 + g_m(r_\pi \parallel R_E)]\} . \tag{3.47}$$

Deci

$$R_o = \frac{v_x}{i_x} = (r_\pi \parallel R_E) + r_o[1 + g_m(r_\pi \parallel R_E)] . \tag{3.48}$$

Primul termen din relaţia 3.48 este mult mai mic ca al doilea; prin neglijarea sa se obţine:

$$R_0 \approx r_o \frac{1 + g_m R_E}{1 + \dfrac{g_m R_E}{\beta_0}} . \qquad (3.49)$$

Dacă $g_m R_E \ll \beta_0$ atunci

$$R_0 \approx r_o(1 + g_m R_E) . \qquad (3.50)$$

Deci rezistenţa de ieşire creşte cu un factor $(1+g_m R_E)$. Acest fapt face ca utilizarea degenerării în emitor să fie oportună în sursele de curent realizate cu tranzistoare.

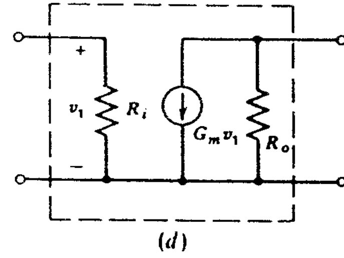


Fig. 3.23*d* Diportul echivalent, de semnal mic, al amplificatorului EC, degenerat în emitor.

Un circuit echivalent de semnal mic, în care s-a neglijat rezistenţa de sarcină din colector, R_C, este indicat în fig. 3.23*d*.

3.2.8 Amplificatorul cu sursa comună, cu degenerare în sursă

În etajele de amplificare cu TEC degenerarea în sursă nu este folosită la fel de mult ca degenerarea în emitor în circuitele bipolare, din mai multe motive. În primul rând transconductanţa TEC este mult mai mică decât cea a tranzistoarelor bipolare astfel că o reducere suplimentară nu este deobicei de dorit. În al doilea rând efectul benefic de creştere a rezistenţei R_i a tranzistorului bipolar, care rezultă prin degenerarea în emitor, este irelevant pentru TEC deoarece în acest caz $R_i = \infty$. Totuşi creşterea rezistenţei R_o este importantă nu numai pentru sursele de curent bipolare ci şi pentru cele cu TEC; ca urmare degenerarea în sursă este mult utilizată în acest tip de aplicaţii. Un motiv suplimentar pentru examinarea efectului degenerării în sursă este dat de faptul că TEC de geometrii mici se pot modela ca un TEC ideal cu caracteristică pătratică având adăugat în sursă un rezistor (vezi *Secţiunea 1.9*).

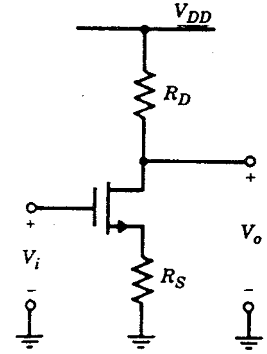


Fig. 3.24 Amplificatorul cu sursa comună, cu degenerare în sursă.

În fig. 3.24 este prezentată schema unui etaj cu TEC cu degenerare în sursă, iar în fig. 3.25 circuitul său echivalent de semnal mic. Rezistenţa de intrare este evident infinită. Transconductanţa se calculează din relaţiile

$$v_i = v_{gs} + v_1 , \qquad (3.51)$$

$$i_d = g_m v_{ds} - g_{mb} v_1 , \qquad (3.52)$$

$$v_1 = i_d R_S \qquad (3.53)$$

obţinându-se

$$G_m = \frac{i_d}{v_i} = \frac{g_m}{1 + (g_m + g_{mb})R_S} . \qquad (3.54)$$

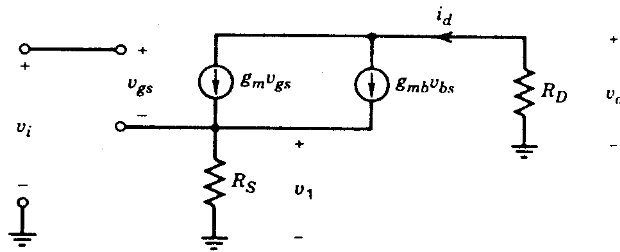


Fig. 3.25 Circuitul echivalent de semnal mic pentru amplificatorul cu sursa comună, cu degenerare în sursă.

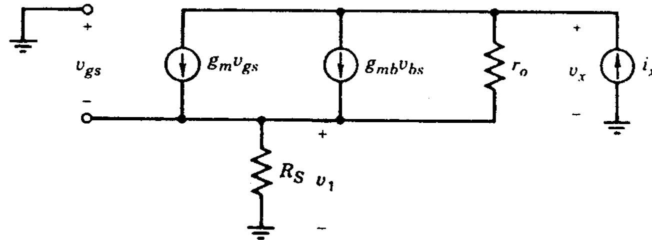


Fig. 3.26 Circuit pentru calculul rezistenţei de ieşire.

Din (3.42) se observă că în cazul tranzistorului bipolar G_m tinde spre $1/R_E$ pentru R_E mari, transconductanţa devenind astfel independentă de parametrii tranzistorului. În cazul TEC, după cum arată (3.54), pentru valori mari ale rezistenţei de degenerare, G_m tinde spre $1/(1+\chi)R_S$ fiind în continuare dependentă de parametrul χ al tranzistorului.

Rezistenţa de ieşire se calculează folosind circuitul echivalent din fig. 3.26 în care se neglijează R_D. Se obţine

$$v_1 = i_x R_S \, , \tag{3.55}$$

$$v_x = i_x R_S + r_o(i_x - g_m v_{gs} - g_{mb} v_{bs}) \, , \tag{3.56}$$

$$v_{gs} = -v_1 \, , \tag{3.57}$$

$$v_{bs} = -v_1 \tag{3.58}$$

şi rezultă

$$R_o = \frac{v_x}{i_x} = r_o[1 + (g_m + g_{mb})R_S] + R_S \, . \tag{3.59}$$

Această relaţie arată că pe măsură ce R_S creşte, R_o creşte continuu, spre deosebire de cazul tranzistorului bipolar în care în conformitate cu (3.49) R_o atinge pentru valori foarte mari ale rezistenţei R_E o valoare maxim posibilă $\beta_0 r_o$.

3.3 ETAJE DE AMPLIFICARE CU DOUĂ TRANZISTOARE

Majoritatea amplificatoarelor integrate sunt compuse din mai multe etaje, fiecare din ele asigurând câştig în tensiune, câştig în curent şi/sau transformarea nivelului de impedanţă, de la intrare spre ieşire. Desigur că astfel de circuite pot fi analizate tratând fiecare tranzistor ca un „etaj", circuitul întreg fiind apoi considerat ca o reunire de tranzistoare individuale. Totuşi, în aceste amplificatoare anumite combinaţii de două tranzistoare apar atât de frecvent încât este foarte convenabil ca ele să fie caracterizate ca subcircuite „cu două tranzistoare" şi să fie privite, acolo unde apar, ca un singur etaj[5]. Utilitatea acestor topologii depinde puternic de tehnologia utilizată. De exemplu configuraţia Darlington a două tranzistoare este mult utilizată în toate circuitele integrate bipolare pentru a mări câştigul global în curent şi rezistenţa de intrare a tranzistorului bipolar. Deoarece pentru TEC câştigul în curent şi rezistenţa de intrare sunt infinite această configuraţie îşi găseşte o utilizare neînsemnată în circuitele integrate care încorporează numai TEC. Pe de altă parte configuraţia cascodă realizează o rezistenţă de ieşire foarte mare şi este utilizată în toate tehnologiile atunci când se urmăreşte obţinerea unei rezistenţe de ieşire foarte mari.

3.3.1 Configuraţiile CC-EC, CC-CC şi Darlington

Configuraţiile colector comun-emitor comun (CC-EC), colector comun-colector comun (CC-CC) şi Darlington sunt înrudite. Ele încorporează un tranzistor suplimentar pentru a mări câştigul în curent şi rezistenţa de intrare ale tranzistorului bipolar.

Configuraţia colector comun-emitor comun este prezentată în fig. 3.27*a*. Sursa de curent de polarizare $I_{\text{polarizare}}$ serveşte pentru stabilirea punctului static de funcţionare al tranzistorului repetor pe emitor Q_1; în unele cazuri această sursă de curent poate lipsi sau poate fi înlocuită printr-un rezistor. Configuraţia colector comun-colector comun este ilustrată în fig. 3.27*b*. În ambele configuraţii rolul lui Q_1 este acela de a creşte câştigul în curent şi rezistenţa de intrare ale etajului. Pentru o analiză de semnal mic la joasă frecvenţă tranzistoarele Q_1 şi Q_2 pot fi privite ca fiind un singur tranzistor compus, după cum se indică în fig. 3.28).

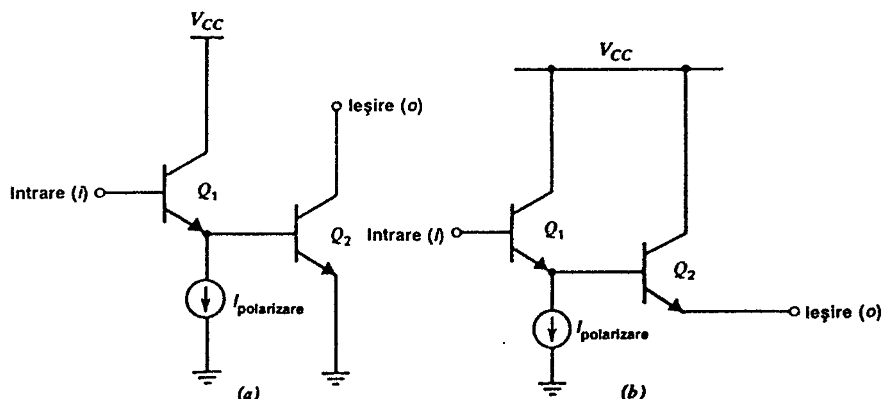


Fig. 3.27 Configuraţiile (*a*) colector comun-emitor comun şi (*b*) colector comun-colector comun.

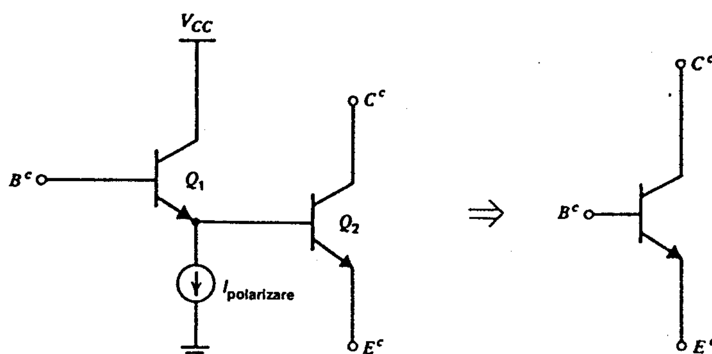


Fig. 3.28 Reprezentarea ca tranzistor compus a configuraţiilor CC-EC şi CC-CC.

În fig. 3.29 se indică circuitul echivalent de semnal mic al tranzistorului compus, valabil în situaţia în care se presupune că efectele date de rezistenţa r_o a tranzistorului Q_1 sunt neglijabile.

În continuare se vor calcula valorile efective ale parametrilor r_π, g_m, β_0 şi r_o pentru tranzistorul compus. Aceşti parametri, la fel ca şi tensiunile şi curenţii de la terminalele tranzistorului compus, se vor nota folosind indicele superior c. Vom presupune β_0 constant.

Valoarea efectivă a rezistenţei r_π, r_π^c, este rezistenţa care se vede privind în bază, emitorul fiind la masă. Din fig. 3.29 rezultă că această rezistenţă este chiar $r_{\pi 2}$. Utilizând expresia 3.29, care dă impedanţa de intrare pentru un repetor, în care se înlocuieşte R_E cu $r_{\pi 2}$, se obţine

$$r_\pi^c = r_{\pi 1} + (\beta_0 + 1) r_{\pi 2} \, . \tag{3.60}$$

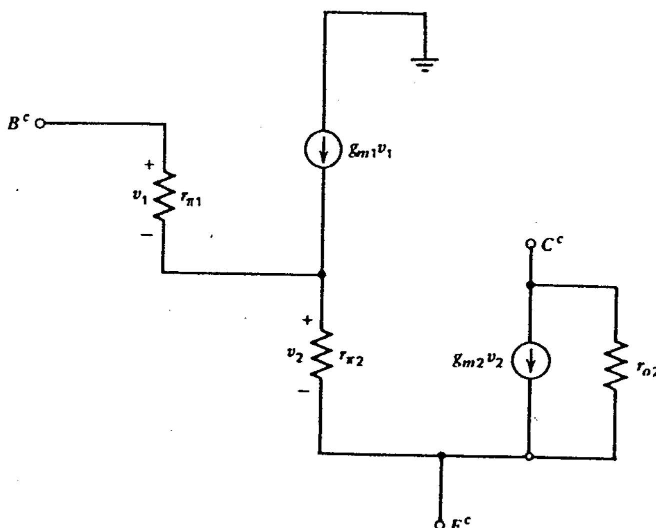


Fig. 3.29 Circuitul echivalent de semnal mic pentru tranzistoarele conectate CC-EC şi CC-CC.

Transconductanța echivalentă a tranzistorului compus, g_m^c, este dată de variația curentului de colector al tranzistorului Q_2, i_c^c, pentru o variație unitară a tensiunii v_{be}^c. Pentru a calcula i_c^c trebuie să determinăm mai întâi variația tensiunii v_2 care are loc pentru o variație unitară a tensiunii v_{be}^c. Relația 3.26 poate fi utilizată direct, obținându-se

$$\frac{v_2}{v_{be}^c} = \frac{1}{1 + \frac{r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1) r_{\pi 2}}} . \tag{3.61}$$

și

$$i_c^c = g_m^c v_{be}^c = g_{m2} v_2 = \tag{3.62}$$

$$= \frac{g_{m2} v_{be}^c}{1 + \frac{r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1) r_{\pi 2}}} . \tag{3.63}$$

Deci

$$g_m^c = \frac{g_{m2}}{1 + \frac{r_{\pi 1}}{(\beta_0 + 1) r_{\pi 2}}} . \tag{3.64}$$

În cazul special în care sursa de curent de polarizare, $I_{\text{polarizare}}$, este zero curentul de emitor al tranzistorului Q_1 este egal cu curentul de bază al tranzistorului Q_2. Ca urmare raportul rezistențelor $r_{\pi 1}$ și $r_{\pi 2}$ este egal cu β_0, expresia 3.63 reducându-se la:

$$g_m^c = \frac{g_{m2}}{2} . \tag{3.65}$$

Câștigul echivalent în curent este dat de raportul

$$\beta^c = \frac{i_c^c}{i_b^c} = \frac{i_{c2}}{i_{b1}} . \tag{3.66}$$

Curentul de emitor al tranzistorului Q_1 este dat de

$$i_{e1} = (\beta_0 + 1) i_{b1} . \tag{3.67}$$

care este egal cu i_{b2}, astfel că

$$i_{c2} = i_c^c = \beta_0 i_{b2} = \beta_0 (\beta_0 + 1) i_{b1} = \tag{3.68}$$

$$= \beta_0 (\beta_0 + 1) i_b^c . \tag{3.69}$$

Prin urmare

$$\beta^c = \beta_0 (\beta_0 + 1) . \tag{3.70}$$

Câștigul în curent al tranzistorului compus este aproximativ egal cu β_0^2.

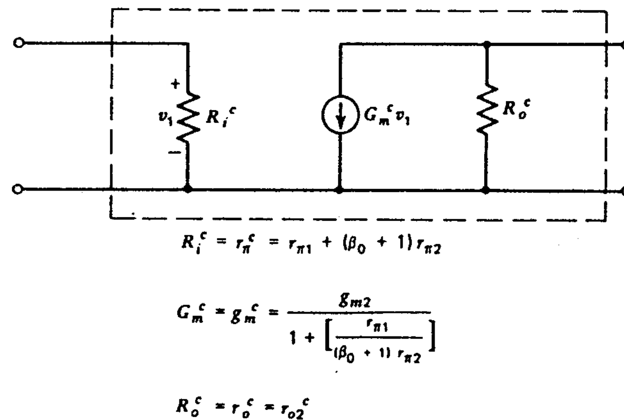


Fig. 3.30 Reprezentarea ca diport a configuraţiei CC-EC.

Prin examinarea fig. 3.29 se obţine, presupunând că rezistenţa r_μ este neglijabilă, rezistenţa de ieşire r_o a tranzistorului compus:

$$r_o^c = r_{o2} . \tag{3.71}$$

Diportul echivalent de semnal mic al configuraţiei CC-EC este indicat în fig. 3.30 (rezistenţa din colector nu a fost inclusă). Acest circuit echivalent de semnal mic se poate utiliza pentru a reprezenta funcţionarea tranzistorului compus, simplificându-se astfel analiza circuitelor cu tranzistoare compuse.

Configuraţia Darlington, ilustrată în fig. 3.31, este de fapt un tranzistor compus format din două tranzistoare care au colectoarele legate împreună şi emitorul primului tranzistor legat la baza celui de-al doilea; pentru a controla curentul de emitor al tranzistorului Q_1 este necesar un element de polarizare. Se obţine astfel un tranzistor compus, cu trei terminale, care în principiu se poate utiliza în locul unui singur tranzistor în conexiunile emitor comun, bază comună, colector comun. „Tranzistorul" Darlington folosit ca repetor pe emitor este echivalent cu configuraţia deja discutată CC-CC. Folosit ca amplificator cu emitorul comun este foarte asemănător cu configuraţia CC-EC, cu excepţia faptului că în acest caz colectorul lui Q_1 nu mai este conectat la sursa de alimentare ci la ieşire, ceea ce conduce la reducerea rezistenţei echivalente de ieşire, ca urmare a reacţiei prin rezistenţa r_o a lui Q_1, şi la creşterea capacităţii de intrare, ca urmare a conectării intrare-ieşire a capacităţii colector-bază a lui Q_1. Din cauza acestor dezavantaje, în amplificatoarele integrate de semnal mic se preferă deobicei utilizarea configuraţiei CC-EC. De multe ori denumirea Darlington se utilizează pentru a desemna atât configuraţia CC-EC cât şi configuraţia CC-CC.

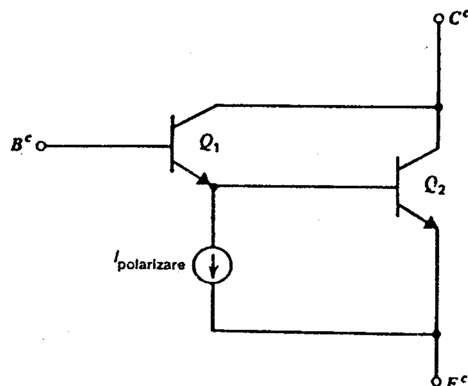


Fig. 3.31 Configuraţia Darlington.

După cum s-a menţionat anterior configuraţiile de tip Darlington sunt folosite pentru a mări câştigul echivalent în curent al tranzistoarelor bipolare; ele nu au o utilizare semnificativă în circuitele realizate numai cu TEC.

În tehnologiile BiCMOS (şi BiFET) o configuraţie potenţial utilă (vezi fig. 3.32) se obţine prin utilizarea unui TECMOS (sau TECJ) în locul tranzistorului bipolar Q_1 din fig. 3.31. Această configuraţie realizează simultan o impedanţă de intrare şi un câştig în curent practic infinite (datorită TEC) şi o valoare mare a pantei g_m (datorită tranzistorului bipolar).

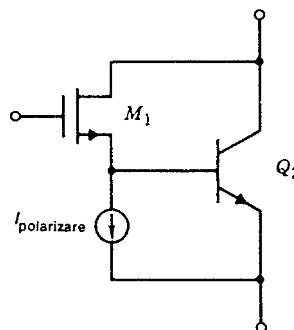


Fig. 3.32 Configuraţia Darlington disponibilă în tehnologia BiCMOS.

■ **EXEMPLU**

Să se determine valorile mărimilor r_π^c, β^c şi g_m^c pentru tranzistorul compus din fig. 3.28. Pentru ambele tranzistoare se va presupune că $\beta_0=100$, $r_b=0$ şi $r_o=\infty$. Curentul prin tranzistorul Q_2 este $I_C=100\ \mu A$ şi $I_{polarizare}=10\ \mu A$.

Soluţie:

Deoarece curentul de bază al tranzistorului Q_2 este de 100 μA/100=1 μA curentul de emitor al tranzistorului Q_1 este de 11 μA.

$$r_{\pi 1} = \frac{\beta_0}{g_m} = \frac{100}{11\ \mu A/26\ mV} = 236\ k\Omega\ ,$$

$$g_{m1} = (2{,}36\ k\Omega)^{-1}\ ,$$

$$r_{\pi 2} = 26\ k\Omega\ ,$$

$$g_{m2} = (260\ \Omega)^{-1}\ ,$$

$$r_\pi^c = 236\ k\Omega + 101 \times 26\ k\Omega = 2{,}8\ M\Omega\ ,$$

$$\beta^c = 101 \times 100 = 10100\ ,$$

$$g_m^c = g_{m2} \times 0{,}916 = (283\ \Omega)^{-1}\ .$$

Se observă că tranzistorul compus are o rezistenţă de intrare şi un câştig în curent mult mai mari decât cele ale unui singur tranzistor.

3.3.2 Configuraţia cascodă

Subcircuitul cascodă compus din două tranzistoare este indicat în fig. 3.33, în versiunea care foloseşte numai tranzistoare bipolare. Această configuraţie este cunoscută şi sub numele de configuraţia emitor comun-bază comună (EC-BC).

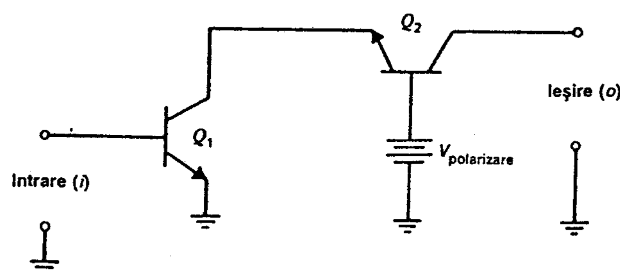


Fig. 3.33 Amplificator cascodă, care foloseşte uneori tranzistoare bipolare.

Caracteristicile principale ale acestei configuraţii sunt rezistenţa de ieşire foarte mare şi faptul că nu există reacţie spre intrare la frecvenţe înalte, prin capacitatea C_μ (aşa cum se întâmplă, de exemplu, în conexiunea cu emitorul comun[4]). În mod particular, valoarea mare care se poate atinge pentru impedanţa de ieşire este utilă în realizarea desensibilizării surselor de polarizare de referinţă faţă de variaţiile surselor de alimentare şi în obţinerea de valori mari ale câştigului în tensiune, folosind un singur etaj de amplificare cu sarcini active *pnp*. Aceste aplicaţii vor fi discutate în *Capitolul 4*.

În această secţiune se vor determina proprietăţile de semnal mic şi de joasă frecvenţă ale configuraţiei EC-BC. Deoarece rezistenţa bazei are un efect neglijabil asupra funcţionării la joasă frecvenţă vom presupune $r_b=0$, pentru ambele tranzistoare. În ceea ce priveşte funcţionarea la înaltă frecvenţă trebuie însă să se ţină cont — după cum se va vedea în *Capitolul 7* — de efectele date de rezistenţa r_b asupra răspunsului în frecvenţă.

Circuitul echivalent de semnal mic al cascodei bipolare este dat în fig. 3.34. Deoarece se discută numai funcţionarea de joasă frecvenţă s-au neglijat elementele capacitive. În continuare se vor determina rezistenţa de intrare, rezistenţa de ieşire şi transconductanţa cascodei.

Din examinarea fig. 3.34 rezultă direct că rezistenţa de intrare este dată chiar de rezistenţa r_π a tranzistorului Q_1. Deoarece câştigul în curent din emitorul tranzistorului Q_2 spre colectorul său este aproape egal cu unitatea, tranconductanţa circuitului de la intrare la ieşire este aproximativ egală cu transconductanţa tranzistorului Q_1.

Rezistenţa de ieşire se calculează prin scurtcircuitarea intrării la masă şi aplicarea apoi a unui semnal de test la ieşire. Se observă că $v_1=0$, deci generatorul $g_m v_1$ este inactiv.

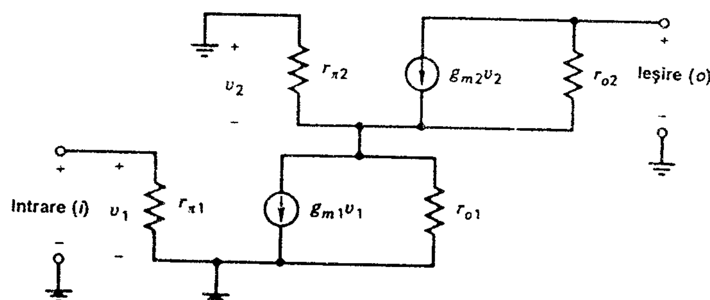


Fig. 3.34 Circuitul echivalent de semnal mic al cascodei bipolare.

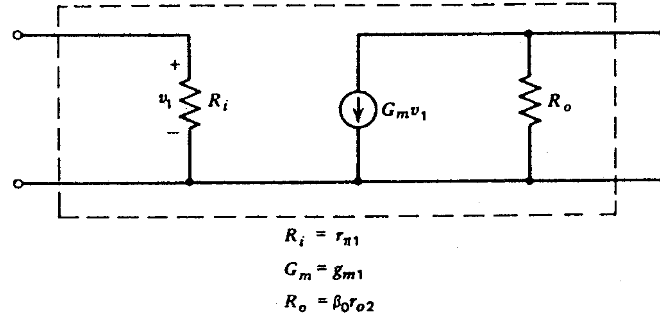


Fig. 3.35 Diportul echivalent, de semnal mic, al circuitului cascodă.

Ca urmare circuitul este identic cu acela din fig. 3.23*c* pentru tranzistorul bipolar cu degenerare în emitor. Rezistența de ieșire este dată deci de relația 3.49 în care se înlocuiește $R_E = r_{o1}$. Pentru cascodă, deoarece $g_m r_{o1} \gg \beta_0$, rezultă $R_o = \beta_0 r_{o2}$. Deci față de conexiunea cu emitorul comun o configurație EB-BC are rezistența de ieșire de aproximativ β_0 ori mai mare. Diportul echivalent de semnal mic este prezentat în fig. 3.35.

De observat că în condițiile în care acest circuit ar funcționa cu o ipotetică sarcină în colector având o rezistență incrementală infinită, câștigul în tensiune ar fi

$$A_v = G_m R_o = g_m r_{o2} \beta_0 = \frac{\beta_0}{\eta} . \tag{3.72}$$

Pentru un tranzistor *npn* tipic acest raport este de aproximativ 2×10^5. Rezultă că în comparație cu cazul unui singur tranzistor câștigul în tensiune maxim posibil este mai mare cu un factor β_0. În această analiză s-a neglijat rezistența r_μ. După cum s-a discutat în *Capitolul 1*, valoarea rezistenței r_μ pentru un tranzistor *npn* de circuit integrat este în mod uzual mult mai mare ca $\beta_0 r_o$, astfel că r_μ va avea un efect minor asupra rezistenței R_o. Pentru tranzistoarele *pnp*, r_μ fiind comparabil cu $\beta_0 r_o$, efectul dat de rezistența r_μ constă într-o oarecare scădere a rezistenței R_o.

■ EXEMPLU

Pentru cascoda din fig. 3.33 să se calculeze rezistența de intrare, transconductanța și rezistența de ieșire. Se va presupune că $I_C = 100\ \mu A$, $\beta_0 = 100$, $r_b = 0$ și $\eta = 2 \times 10^{-4}$.

Soluție:

$$R_i = r_{\pi 1} = \frac{\beta_0}{g_{m1}} = 26\ k\Omega ,$$

$$G_m = g_{m1} = \frac{1}{260\ \Omega} ,$$

$$R_o = \beta_0 r_{o2} = \frac{\beta_{02}}{\eta_2} \frac{1}{g_{m2}} = \frac{100}{2 \times 10^{-4}} \times 260\ \Omega = 130\ M\Omega .$$

Configuraţia cascodă este mult utilizată şi în toate circuitele cu TECJ, cât şi în acelea mixte TEC-bipolar. Schema de principiu a unei cascode TECMOS este prezentată în fig. 3.36. În acest caz diportul echivalent se obţine din diportul din fig. 3.35 în care $R_i = \infty$, $G_m = g_{m1}$ şi $R_o = r_{o2}[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o1}] + r_{o1}$, expresie care se obţine prin aplicarea relaţiei 3.59.

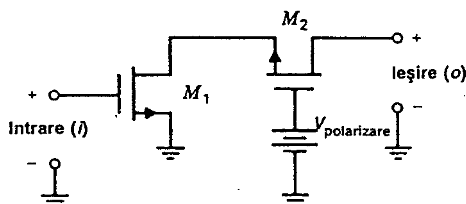


Fig. 3.36. Amplificator cascodă cu TECMOS.

În tehnologiile BiCMOS şi BiFET configuraţia cascod se foloseşte uneori înlocuind TEC, notat M_2 în fig. 3.36, printr-un tranzistor bipolar, de exemplu Q_2 din fig. 3.33. Această versiune a configuraţiei cascodă are o rezistenţă de intrare infinită asigurată de M_1 la care se adaugă şi avantajul suplimentar al faptului că M_1 funcţionează pe o rezistenţă de sarcină foarte mică, obţinându-se astfel o îmbunătăţire a funcţionării la înaltă frecvenţă. (Rezistenţa de intrare văzută în emitorul tranzistorului Q_2 conectat BC este aproximativ $1/g_{m2}$, iar transconductanţa tranzistorului bipolar Q_2 este mult mai mare decât aceea a TEC M_2). Această chestiune este discutată ulterior în *Capitolul 7*.

3.4 PERECHI CU CUPLAJ ÎN EMITOARE

În circuitele monolitice analogice cele mai utilizate subcircuite cu două tranzistoare sunt probabil perechile cu cuplaj în emitoare şi cu cuplaj în surse. Utilitatea acestui circuit derivă atât din faptul că perechile cu cuplaj în emitoare pot fi conectate în cascadă, direct, fără capacităţi de cuplaj, cât şi din faptul că aceste perechi asigură o intrare diferenţială, necesară pentru multe tipuri de circuite analogice[7,8]. În această secţiune se vor discuta în detaliu caracteristicile perechilor cu cuplaj în emitoare. În secţiunea următoare se consideră perechile cu cuplaj în surse cu TECJ şi TECMOS.

Cea mai simplă formă a perechii cu cuplaj în emitoare este indicată în fig. 3.37. Circuitul de polarizare din terminalul comun al emitoarelor poate să fie numai o rezistenţă — caz în care sursa de curent echivalentă este nulă — sau o sursă de curent realizată cu un tranzistor — caz în care circuitul este echivalentul Norton al tranzistorului.

3.4.1 Caracteristicile de transfer în curent continuu

Comportarea de semnal mare a parechii cu cuplaj în emitoare este importantă deoarece pune în evidenţă atât gama limitată a valorilor tensiunii de la intrare pentru care circuitul se comportă liniar cât şi un aspect important al funcţionării circuitului, acela al posibilităţii limitării formelor de undă analogice fără ca tranzistoarele să se satureze.

Pentru simplitate, în analiza care urmează, se va presupune că rezistenţa de ieşire a sursei de curent din emitoare, R_{EE}, este infinită şi că rezistenţa bazei este neglijabilă pentru fiecare tranzistor, iar rezistenţa de ieşire infinită. Aceste presupuneri nu afectează în mod esenţial descrierea comportării circuitului la semnal mare, la joasă frecvenţă, deşi efectul asupra funcţionării la semnal mic poate să fie semnificativ.

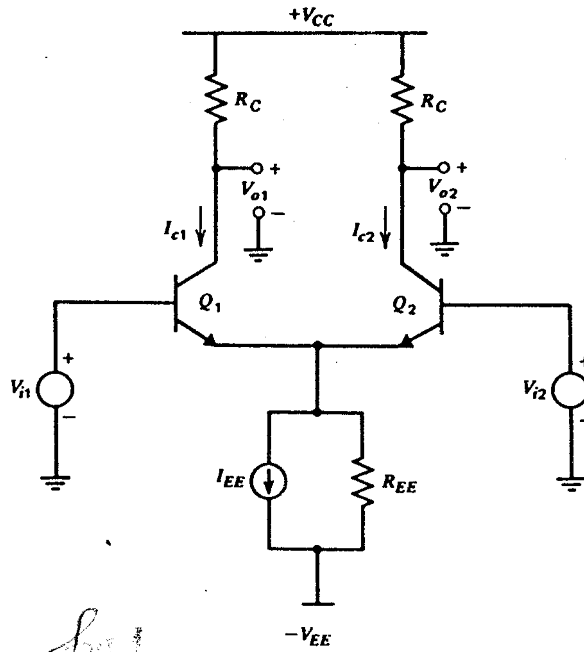


Fig. 3.37 Schema perechii cu cuplaj în emitoare.

Începem prin a scrie suma tensiunilor pe ochiul format din cele două surse de tensiune şi cele două joncţiuni bază-emitor:

$$V_{i1} - V_{be1} + V_{be2} - V_{i2} = 0 \; . \tag{3.73}$$

Presupunând că $V_{be1}, V_{be2} \gg V_T$, din ecuaţiile Ebers-Moll rezultă

$$V_{be1} = V_T \ln \frac{I_{c1}}{I_{S1}} \; , \tag{3.74}$$

$$V_{be2} = V_T \ln \frac{I_{c2}}{I_{S2}} \; . \tag{3.75}$$

Combinând (3.73),(3.74) şi (3.75) şi presupunând că $I_{S1}=I_{S2}$ se găseşte

$$\frac{I_{c1}}{I_{c2}} = \exp\left[\frac{V_{i1} - V_{i2}}{V_T}\right] = \exp\left[\frac{V_{id}}{V_T}\right] \; , \tag{3.76}$$

relaţie în care V_{id} este definit ca diferenţa între V_{i1} şi V_{i2}. Din conservarea curenţilor în emitoarele tranzistoarelor se obţine

$$-(I_{e1} + I_{e2}) = I_{EE} = \frac{1}{\alpha_F}(I_{c1} + I_{c2}) \; . \tag{3.77}$$

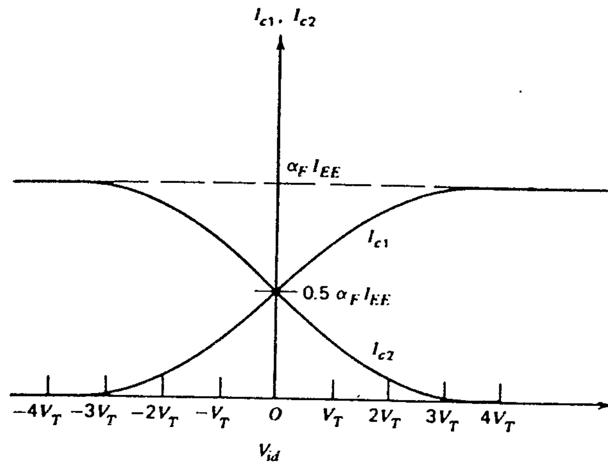


Fig. 3.38 Curenţii de colector ai perechii cu cuplaj în emitor în funcţie de tensiunea diferenţială de la intrare.

Din relaţiile 3.76 şi 3.77 rezultă următoarele expresii pentru curenţii I_{c1} şi I_{c2}:

$$I_{c1} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + \exp\left[-\dfrac{V_{id}}{V_T}\right]} , \tag{3.78}$$

$$I_{c2} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + \exp\left[\dfrac{V_{id}}{V_T}\right]} . \tag{3.79}$$

În fig. 3.38 se indică dependenţa acestor doi curenţi de tensiunea V_{id}. Se observă că pentru diferenţe între tensiunile de la intrare mai mari decât câteva sute de mV, curenţii de colector devin independenţi de V_{id}, deoarece tot curentul dat de sursa de curent curge doar prin unul din tranzistoare. Circuitul se comportă aproximativ liniar numai pentru diferenţe între tensiunile de la intrare mai mici ca, aproximativ, 50 mV.

Tensiunile de la ieşire se determină imediat:

$$V_{o1} = V_{CC} - I_{c1} R_C , \tag{3.80}$$

$$V_{o2} = V_{CC} - I_{c2} R_C . \tag{3.81}$$

De multe ori semnalul de interes de la ieşire este dat de diferenţa între tensiunile V_{o1} şi V_{o2}, pe care o notăm V_{od}:

$$V_{od} = V_{o1} - V_{o2} = \alpha_F I_{EE} R_C \tanh\left[-\frac{V_{id}}{2V_T}\right] . \tag{3.82}$$

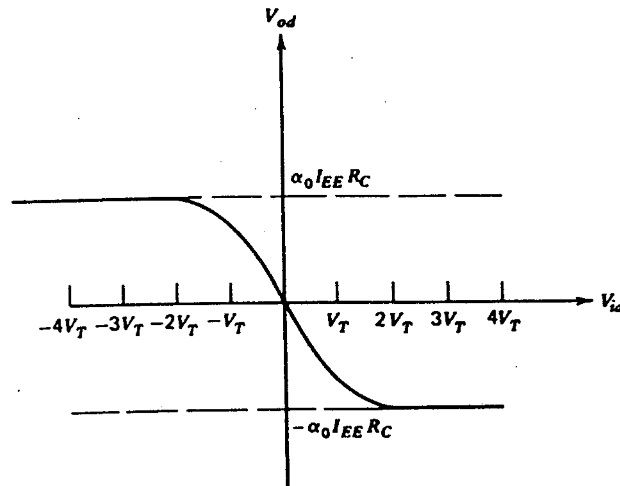


Fig. 3.39 Dependența tensiunii diferențiale de la ieșire în funcție de tensiunea diferențială de la intrare pentru perechea cu cuplaj în emitoare.

Această dependență este reprezentată grafic în fig. 3.39. Se pune astfel în evidență un avantaj semnificativ al amplificatorului diferențial: când V_{id} este zero și V_{od} este zero, fiind astfel posibilă cuplarea directă, în cascadă, a etajelor fără a se introduce un ofset de curent continuu.

3.4.2 Degenerarea în emitor

Pentru mărirea gamei de tensiuni de la intrare în care perechea cu cuplaj în emitoare se comportă aproximativ ca un amplificator liniar, în serie cu emitoarele tranzistoarelor se introduc de obicei rezistențe de degenerare (vezi fig. 3.40). Analiza acestui circuit se desfășoară la fel ca mai înainte, cu excepția faptului că în suma tensiunilor — care corespunde relației 3.73 — trebuie incluse și căderile de tensiune pe rezistențele din emitoare. O expresie analitică asemănătoare cu (3.82) nu se mai poate obține, dar efectul rezistențelor se poate înțelege intuitiv din caracteristicile trasate grafic în fig. 3.40. Pentru degenerări în emitor importante gama de funcționare liniară este extinsă cu o valoare aproximativ egală cu $R_E I_{EE}$. Câștigul în tensiune se reduce aproximativ cu același factor cu care crește gama de tensiuni de la intrare. Aceste efecte se pot explica și prin aceea că rezistențele din emitoare introduc o reacție locală, fapt care se va discuta ulterior în *Capitolul 8*.

3.4.3 Analiza de semnal mic

În multe cazuri, caracteristicile de interes privind funcționarea unei perechi cu cuplaj în emitoare sunt date de proprietățile de semnal mic ale circuitului în situația în care tensiunea diferențială de curent continuu, la intrare, este apropiată de zero. În analiza care urmează se va presupune că tensiunea diferențială de curent continuu de la intrare este zero; câștigul și rezistența de intrare se vor calcula pentru semnale care sunt suficient de mici astfel încât să se poată considera că funcționarea este liniară. De asemenea, se va presupune că rezistența echivalentă Norton a elementului de polarizare din emitor este finită deoarece valoarea acestei

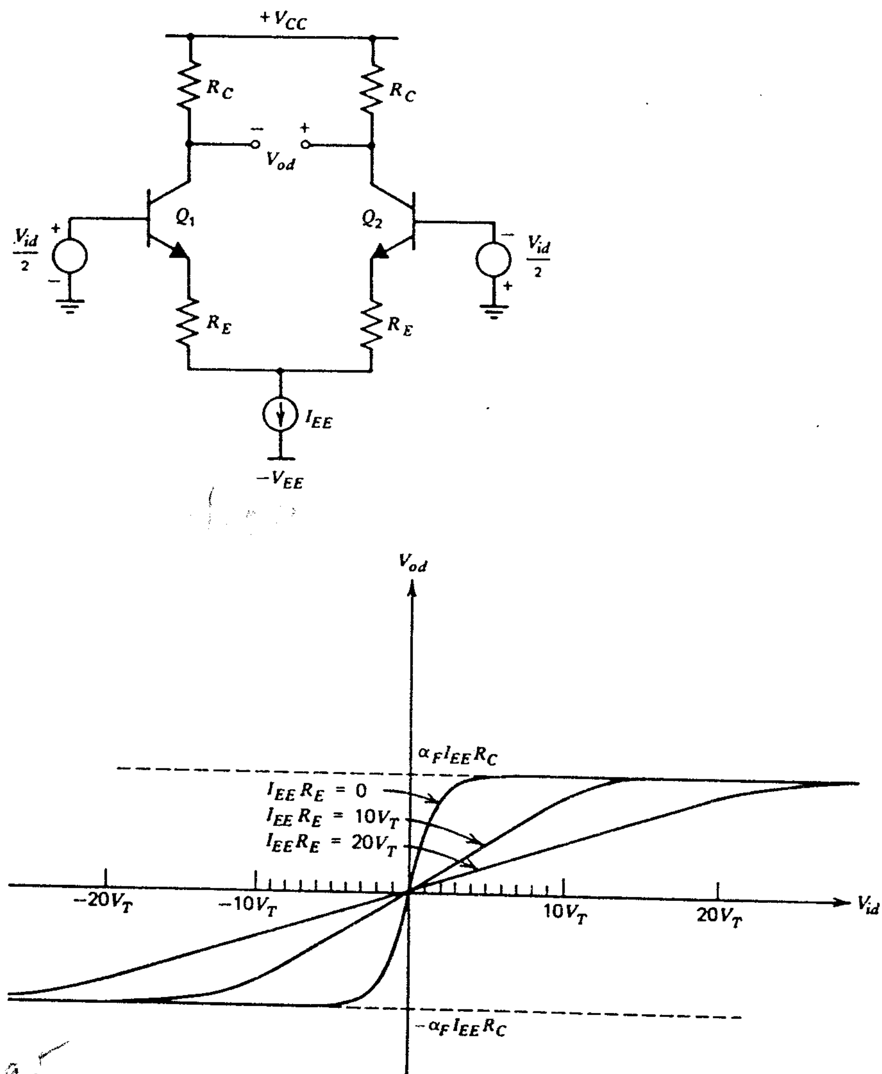


Fig. 3.40 Dependenţa tensiunii de la ieşire în funcţie de tensiunea de la intrare pentru o pereche cu cuplaj în emitoare, cu degenerare în emitor.

rezistenţe are un efect considerabil asupra comportării de semnal mic a circuitului. Pentru tranzistoare se va lua $r_b=0$, $r_o=\infty$ şi $r_\mu=\infty$. Ţinând cont de toate aceste presupuneri se obţine pentru perechea cu cuplaj în emitoare circuitul echivalent de semnal mic din fig. 3.41.

Perechea de cuplaj în emitoare se deosebeşte de circuitele considerate în secţiunile anterioare prin aceea că are două terminale de intrare şi două terminale de ieşire. Deoarece circuitul de semnal mic este liniar se poate aplica superpoziţia, comportarea circuitului fiind descrisă acum de patru mărimi şi nu de una singură:

$$v_{o1} = A_{11} v_{i1} + A_{12} v_{i2} \, , \tag{3.83}$$

$$v_{o2} = A_{21} v_{i1} + A_{22} v_{i2} \, . \tag{3.84}$$

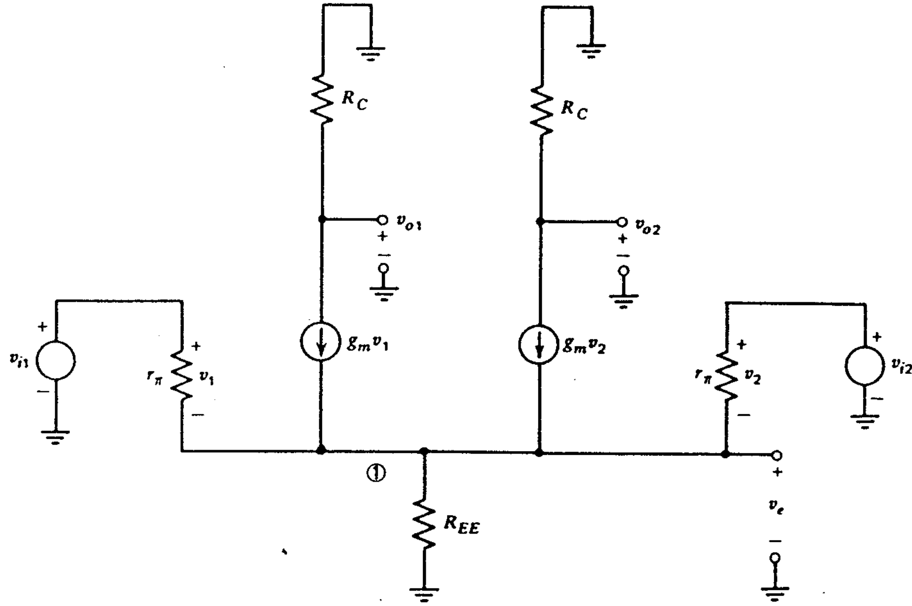


Fig. 3.41 Circuitul echivalent de semnal mic pentru o pereche cu cuplaj în emitor.

Mărimile A_{11} şi A_{12} se determină scriind că suma curenţilor în nodul emitoarelor este nulă

$$\frac{v_{i1}-v_e}{r_\pi}+g_m(v_{i1}-v_e)+g_m(v_{i2}-v_e)+\frac{v_{i2}-v_e}{r_\pi}-\frac{v_e}{R_{EE}}=0\ . \tag{3.85}$$

Rezolvând pentru v_e se găseşte:

$$v_e=\frac{v_{i1}+v_{i2}}{2+\dfrac{1}{g_mR_{EE}\left[1+\dfrac{1}{\beta_0}\right]}}\ . \tag{3.86}$$

Tensiunea de la ieşire este dată de

$$v_{o1}=-g_m(v_{i1}-v_e)R_C\ . \tag{3.87}$$

Înlocuind (3.86) în (3.87) se obţine

$$v_{o1}=-\frac{g_mR_C}{2}\left[v_{i1}\frac{1+\dfrac{1}{g_mR_{EE}\left[1+\dfrac{1}{\beta_0}\right]}}{1+\dfrac{1}{2g_mR_{EE}\left[1+\dfrac{1}{\beta_0}\right]}}-v_{i2}\frac{1}{1+\dfrac{1}{2g_mR_{EE}\left[1+\dfrac{1}{\beta_0}\right]}}\right]\ . \tag{3.88}$$

Compararea expresiilor 3.83 şi 3.88 permite calculul direct al mărimilor A_{11} şi A_{12}. Deoarece circuitul este simetric este evident că $A_{11}=A_{22}$ şi $A_{21}=A_{12}$. Se obţine:

$$A_{22} = A_{11} = -\frac{g_m R_C}{2} \frac{1 + \dfrac{1}{g_m R_{EE}\left(1 + \dfrac{1}{\beta_0}\right)}}{1 + \dfrac{1}{2 g_m R_{EE}\left(1 + \dfrac{1}{\beta_0}\right)}} , \tag{3.89}$$

$$A_{21} = A_{12} = +\frac{g_m R_C}{2} \frac{1}{1 + \dfrac{1}{2 g_m R_E\left(1 + \dfrac{1}{\beta_0}\right)}} . \tag{3.90}$$

Aceste expresii nu oferă, totuşi, o imagine asupra funcţionării efective a circuitului, în concordanţă cu modul său de utilizare cel mai răspândit. Să observăm că circuitul cu cuplaj în emitoare este echilibrat, în sensul că amplifică semnalele diferenţiale şi tinde să rejecteze tensiunile comune ambelor intrări. Acest aspect al funcţionării circuitului este mult mai clar pus în evidenţă dacă tensiunile de la intrare şi ieşire se definesc după cum urmează.

Se defineşte tensiunea diferenţială de la intrare

$$v_{id} = v_{i1} - v_{i2} \tag{3.91}$$

şi tensiunea de mod comun de la intrare

$$v_{ic} = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2} . \tag{3.92}$$

Relaţiile 3.91 şi 3.92 se inversează pentru a găsi tensiunile de intrare v_{i1} şi v_{i2} în funcţie de cele două variabile noi:

$$v_{i1} = \frac{v_{id}}{2} + v_{ic} , \tag{3.93}$$

$$v_{i1} = -\frac{v_{id}}{2} + v_{ic} . \tag{3.94}$$

Semnificaţia fizică a acestor variabile noi poate fi înţeleasă redesenând circuitul echivalent ca în fig. 3.42. Se observă că v_{id} este *diferenţa* între cele două tensiuni de intrare, iar v_{ic} este *media* celor două tensiuni de intrare.

Pentru ieşire noile variabile se definesc în acelaşi mod:

$$v_{od} = v_{o1} - v_{o2} , \tag{3.95}$$

$$v_{oc} = \frac{v_{o1} + v_{o2}}{2} . \tag{3.96}$$

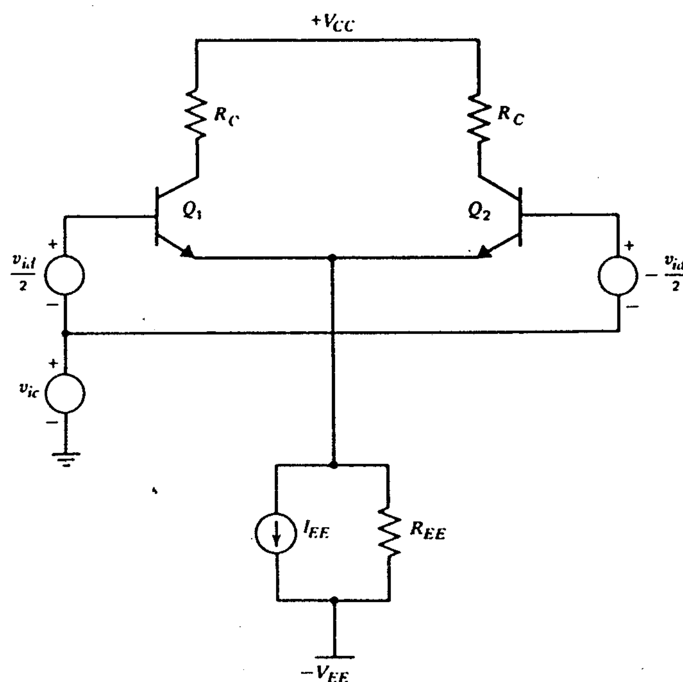


Fig. 3.42 Perechea cu cuplaj în emitoare, cu sursele de semnal descompuse în componentele de mod diferențial și în cele de mod comun.

Rezolvând aceste ecuații pentru v_{o1} și v_{o2} se găsește

$$v_{o1} = \frac{v_{od}}{2} + v_{oc} \, , \tag{3.97}$$

$$v'_{o1} = -\frac{v_{od}}{2} + v_{oc} \, . \tag{3.98}$$

Deci până în acest moment am definit două variabile noi pentru intrare și două variabile noi pentru ieșire. Prin înlocuirea în (3.83) și (3.84) a expresiilor pentru v_{o1}, v_{o2}, v_{i1}, v_{i2} în funcție de noile variabile se obține:

$$v_{od} = \left[\frac{A_{11} - A_{12} - A_{21} + A_{22}}{2}\right] v_{id} + (A_{11} + A_{12} - A_{21} - A_{22}) v_{ic} \, , \tag{3.99}$$

$$v_{oc} = \left[\frac{A_{11} - A_{12} + A_{21} - A_{22}}{4}\right] v_{id} + \left[\frac{A_{11} + A_{12} + A_{21} + A_{22}}{2}\right] v_{ic} \, . \tag{3.100}$$

În continuare se vor defini patru factori noi de câștig, care sunt dați de coeficienții din aceste expresii.

În acest scop (3.99) şi (3.100) se scriu în următoarea formă:

$$v_{od} = A_d v_{id} + A_{c\text{-}d} v_{ic} \ , \tag{3.101}$$

$$v_{oc} = A_{d\text{-}c} v_{id} + A_c v_{ic} \ . \tag{3.102}$$

Câştigul de mod diferenţial, A_d este dat de variaţia tensiunii diferenţiale de la ieşire $(v_{o1} - v_{o2})$ care se obţine pentru o variaţie unitară a tensiunii diferenţiale de la intrare $(v_{i1} - v_{i2})$. Valoarea sa pentru perechea cu cuplaj în emitoare se obţine din (3.89) şi (3.90):

$$A_d = \frac{A_{11} - A_{12} - A_{21} + A_{22}}{2} = -g_m R_C \ . \tag{3.103}$$

În mod obişnuit valoarea acestui câştig este mare în comparaţie cu ceilalţi trei coeficienţi din (3.101) şi (3.102).

Câştigul de mod comun, A_c, este dat de variaţia tensiunii de mod comun de la ieşire $(v_{o1} + v_{o2})/2$ care se obţine pentru o variaţie unitară a tensiunii de mod comun de la intrare $(v_{i1} + v_{i2})/2$. Valoarea sa pentru perechea cu cuplaj în emitoare se găseşte din (3.89) şi (3.90):

$$A_c = \frac{A_{11} + A_{12} + A_{21} + A_{22}}{2} = -\frac{g_m R_C}{1 + 2 g_m R_E \left(1 + \frac{1}{\beta_0}\right)} \ . \tag{3.104}$$

Termenii care au rămas, *câştigul de la modul diferenţial la modul comun*, $A_{d\text{-}c}$ şi *câştigul de la modul comun la modul diferenţial*, $A_{c\text{-}d}$, sunt daţi de variaţiile tensiunii de mod comun şi de mod diferenţial de la ieşire pentru o variaţie unitară a tensiunii de mod diferenţial, respectiv de mod comun, de la intrare. Aceste două mărimi sunt date de

$$A_{c\text{-}d} = A_{11} + A_{12} - A_{21} - A_{22} = 0 \ , \tag{3.105}$$

$$A_{d\text{-}c} = \frac{A_{11} - A_{12} + A_{21} - A_{22}}{4} = 0 \ . \tag{3.106}$$

Simetria circuitului face ca, pentru tranzistoare şi rezistenţe de sarcină identice aceste mărimi să fie nule. În acest caz comportarea circuitului este specificată complet doar de doi parametri A_c, A_d şi nu de patru parametri aşa cum s-a arătat la început. În circuitele reale mărimile $A_{d\text{-}c}$, $A_{c\text{-}d}$ nu sunt exact nule, din cauza neîmperecherii componentelor; aceste efecte importante, de ordinul doi, se vor discuta în *Capitolul 6*.

■ EXEMPLU

Pentru circuitul din fig. 3.43 să se determine câştigul de tensiune v_o/v_i. Pentru calculele de polarizare se va presupune V_{BE}=0,7 V.

(*a*) Analiza de curent continuu

$$-(I_{E1} + I_{E2}) = \frac{15\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{14{,}3\ k\Omega} = 1\ \text{mA} \ ,$$

$$I_{C1} = I_{C2} \approx -I_{E1} = 0{,}5\ \text{mA} \ .$$

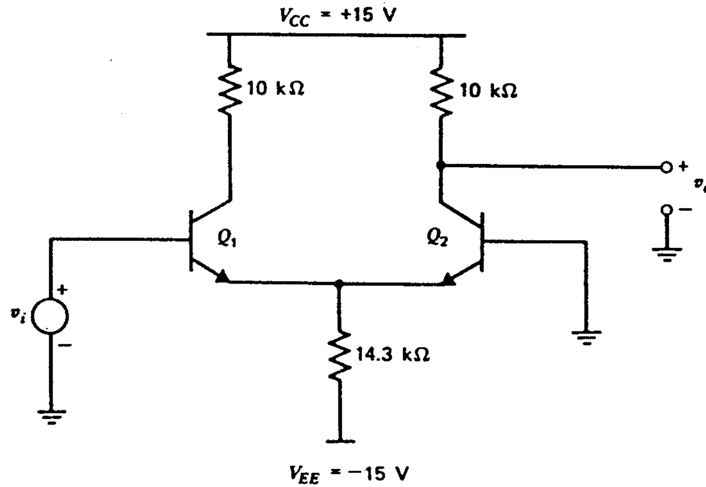


Fig. 3.43 Circuitul din exemplul de pe această pagină.

(*b*) A_d, A_c

$$A_d = -g_m R_C = -\frac{I_C}{V_T} R_C = -\frac{10\ \text{k}\Omega}{52\ \Omega} = -192{,}3\ ,$$

$$A_c = -\frac{g_m R_C}{1 + 2 g_m R_E \left[1 + \frac{1}{\beta_0}\right]} = -0{,}35\ .$$

(*c*) Calculul câştigului

$$v_o = v_{o2} = -\frac{v_{o2}}{2} + v_{oc} = -A_d \frac{v_{id}}{2} + A_c v_{ic}$$

$$= -\frac{A_d}{2} v_i + A_c \frac{v_{ic}}{2} = \left[\frac{+\ 192{,}3}{2} - \frac{0{,}35}{2}\right] v_i = 95{,}98 v_i\ .$$

3.4.4 Determinarea câştigului de mod diferenţial şi de mod comun utilizând conceptul de semicircuit

În secţiunea anterioară câştigul de mod diferenţial şi cel de mod comun s-au calculat prin analiza directă a circuitului de semnal mic.

Aceleaşi rezultate se pot obţine prin determinarea răspunsului circuitului separat pentru o excitaţie pură în mod diferenţial şi separat pentru o excitaţie pură de mod comun, adunând apoi rezultatele. Acest mod de abordare aduce o contribuţie suplimentară la înţelegerea funcţionării perechii cu cuplaj în emitoare.

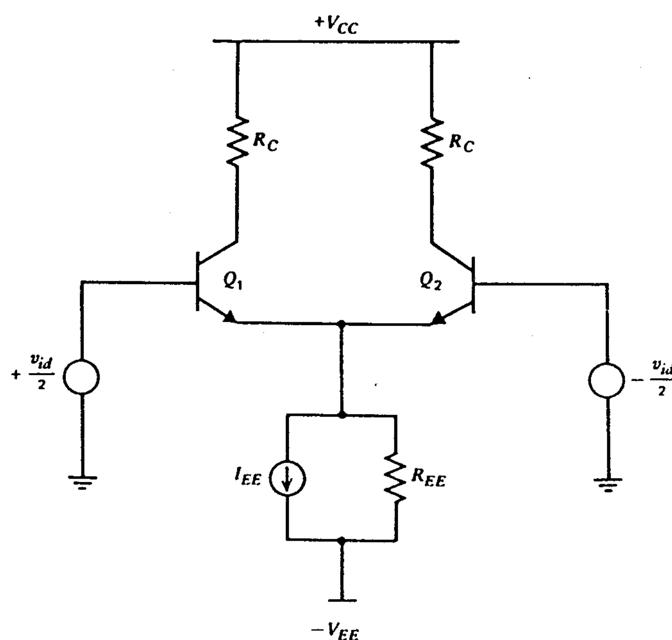


Fig. 3.44 Perechea cu cuplaj în emitor cu un semnal de intrare pur diferenţial.

Mai întâi se va calcula răspunsul circuitului la un **semnal numai de mod diferenţial**. Circuitul din fig. 3.42 este redesenat în fig. 3.44 cu tensiunea de mod comun fixată la zero. Circuitul echivalent de semnal mic este dat în fig. 3.45. Pentru început se va observa că pe terminalele celor două baze se aplică tensiuni de semnal mic egale şi de semn opus. Deoarece

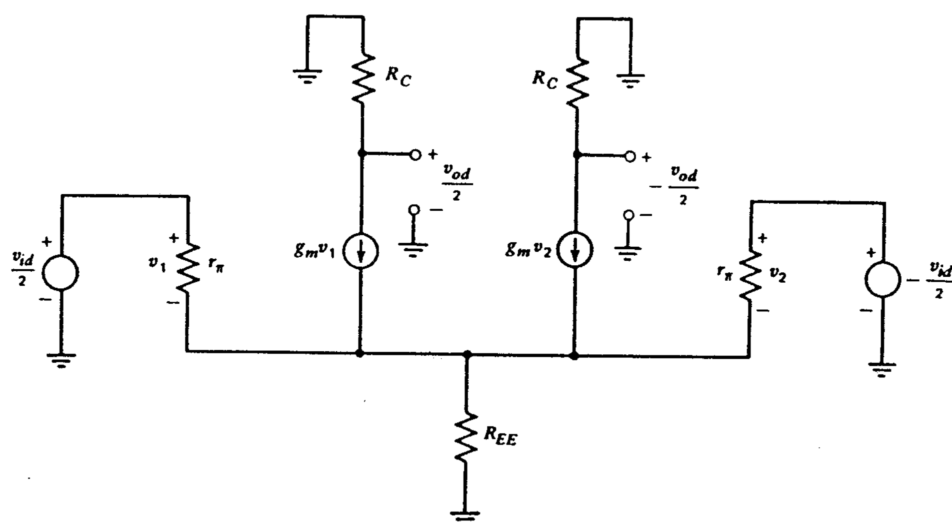


Fig. 3.45 Circuitul echivalent de semnal mic pentru perechea cu cuplaj în emitor cu un semnal de intrare pur diferenţial.

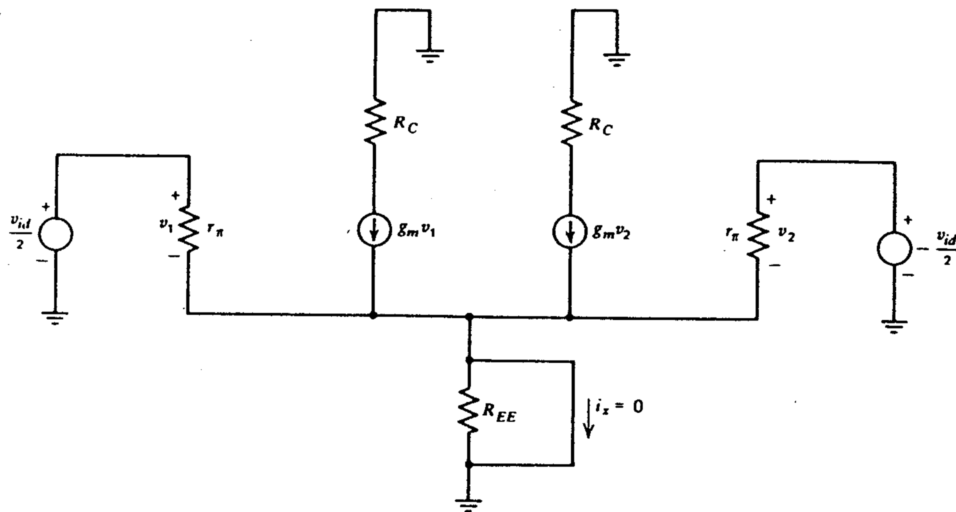


Fig. 3.46 Circuitul de mod diferențial cu nodul emitorului legat la masă. Din cauza simetriei circuitului curentul i_x este nul.

circuitul este echilibrat, tensiunea în emitoarele tranzistoarelor va rămâne nemodificată. Deoarece în acest nod nu se simte nici o variație de tensiune comportarea circuitului nu va fi afectată de plasarea — vezi fig. 3.46 — a unui scurtcircuit între acest punct și masă.

Câștigul circuitului se poate calcula acum analizând doar o singură parte a amplificatorului echilibrat. Acest circuit simplificat, indicat în fig. 3.47, este denumit semicircuitul de mod diferențial, fiind util pentru analiza funcționării amplificatoarelor diferențiale de toate tipurile, atât la joasă frecvență cât și la înaltă frecvență. Din examinarea fig. 3.47 rezultă

$$\frac{v_{od}}{2} = -g_m R_C \frac{v_{id}}{2} \tag{3.107}$$

și

$$A_d = \frac{v_{od}}{v_{id}} = -g_m R_C . \tag{3.108}$$

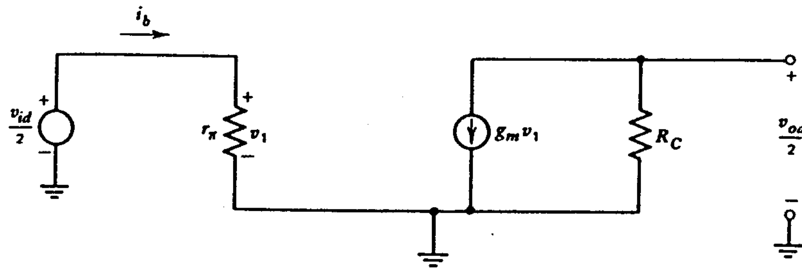


Fig. 3.47 Semicircuitul de mod diferențial.

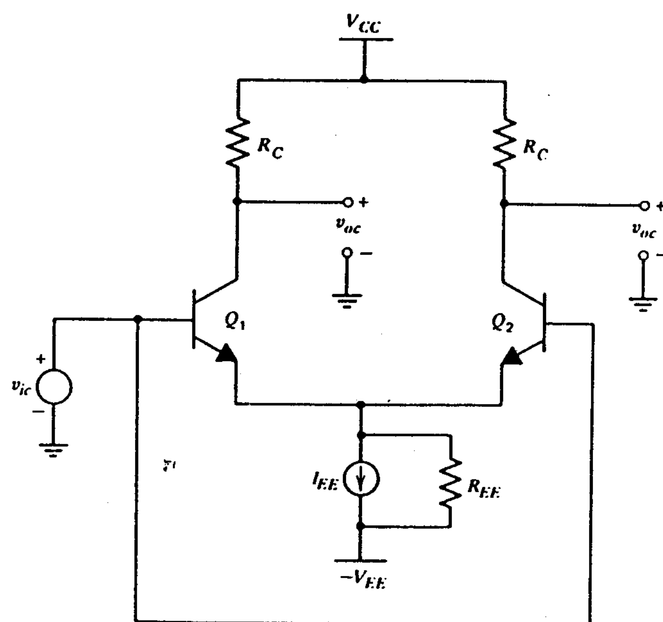


Fig. 3.48 Perechea cu cuplaj în emitor cu un semnal de intrare numai de mod comun.

Să considerăm acum o excitaţie **numai de mod comun**. Circuitul din fig. 3.42 se redesenează ca în fig. 3.48 cu tensiunea de mod diferenţial adusă la zero. Circuitul echivalent de semnal mic este indicat în fig. 3.49, cu o modificare: rezistorul R_{EE} a fost despărţit în două rezistoare conectate în paralel, fiecare egal cu $2R_{EE}$. Se observă că cele două tranzistoare au aplicată pe joncţiunea emitor-bază exact aceeaşi tensiune, fapt care implică în mod necesar şi egalitatea curenţilor de colector. De asemenea se observă că din cauza simetriei circuitului curentul care trece prin conexiunea dintre cele două emitoare este nul. Ca urmare comportarea

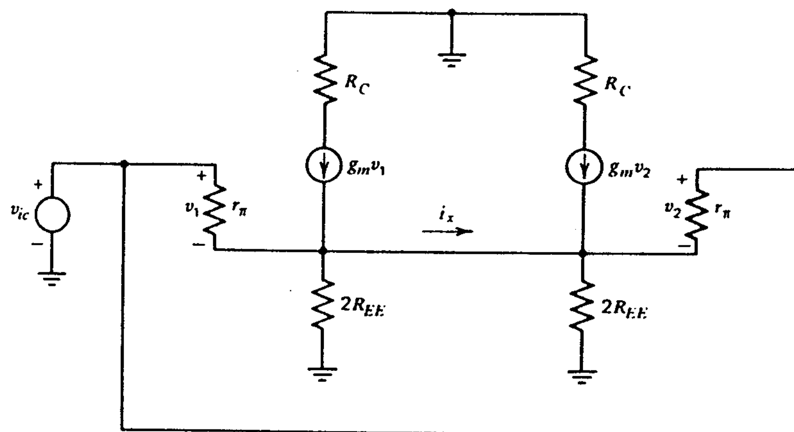


Fig. 3.49 Circuitul echivalent de semnal mic, pentru un semnal de intrare numai de mod comun.

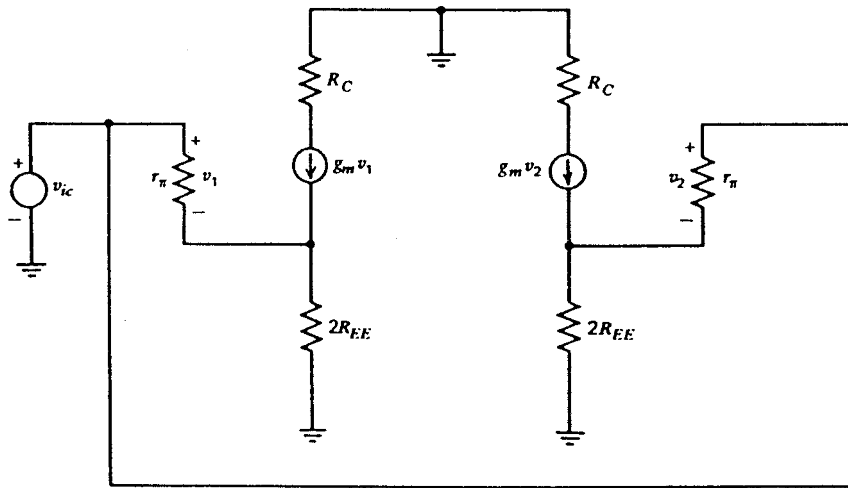


Fig. 3.50 Circuitul echivalent de mod comun, modificat.

circuitului nu se modifică dacă se îndepărtează această legătură, ca în fig. 3.50. O dată cu îndepărtarea sa circuitul se reduce la două semicircuite care sunt total independente. Pentru a descrie comportarea circuitului este suficient să se analizeze doar unul din aceste semicircuite. În fig. 3.51 se prezintă semicircuitul de mod comun. Prin adunarea tensiunilor pe bucla care conţine sursa de semnal, joncţiunea bază-emitor şi $2R_{EE}$ se obţine

$$v_{ic} - i_b r_\pi - i_b(\beta_0 + 1)2R_{EE} = 0 \ , \tag{3.109}$$

$$i_b = \frac{v_{ic}}{r_\pi + 2R_{EE}(\beta_0 + 1)} \ . \tag{3.110}$$

Tensiunea de mod comun de la ieşire este dată de

$$v_{oc} = -R_C i_c = -R_C \beta_0 i_b = v_{ic} \frac{-\beta_0 R_C}{r_\pi + 2R_{EE}(\beta_0 + 1)} \tag{3.111}$$

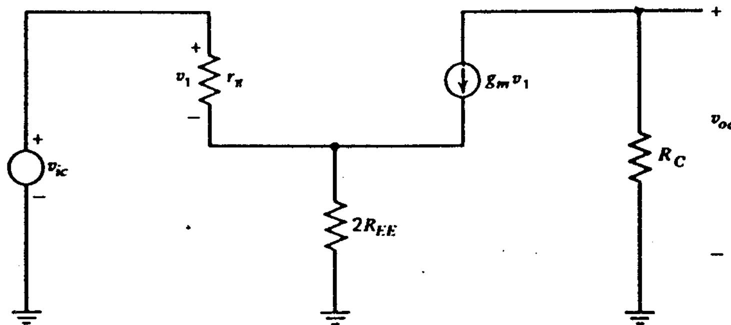


Fig. 3.51 Semicircuitul de mod comun.

relaţie din care rezultă:

$$A_c = \frac{v_{oc}}{v_{ic}} = -\frac{g_m R_C}{1 + 2 g_m R_{EE}\left[1 + \frac{1}{\beta_0}\right]} . \qquad (3.112)$$

3.4.5 Raportul de rejecţie a modului comun

Majoritatea aplicaţiilor în care se utilizează amplificatoarele diferenţiale impun amplificarea tensiunilor diferenţiale în prezenţa unor tensiuni de mod comun fluctuante. Deoarece, în mod obişnuit, semnalul care trebuie prelucrat este semnalul diferenţial, răspunsul la semnalul de mod comun produce la ieşire un semnal de eroare care nu poate fi deosebit de semnalul util. Rezultă că un obiectiv important al proiectării amplificatoarelor diferenţiale va fi dat de reducerea la minimum atât a câştigului de mod comun, cât şi a câştigului de la modul comun la modul diferenţial.

Raportul de rejecţie a modului comun (CMRR — *common mode rejection ratio*) este definit de regulă ca raportul dintre câştigul de mod diferenţial şi câştigul de mod comun:

$$\text{CMRR} \triangleq \left|\frac{A_d}{A_c}\right| . \qquad (3.113)$$

Expresia raportului de rejecţie a modului comun pentru cazul particular al unui etaj format dintr-o pereche cu cuplaj în emitoare, se obţine prin utilizarea relaţiilor 3.108 şi 3.112:

$$\text{CMRR} = 1 + 2 g_m R_{EE}\left[1 + \frac{1}{\beta_0}\right] . \qquad (3.114)$$

Din această expresie rezultă că raportul de rejecţie a modului comun se îmbunătăţeşte odată cu creşterea valorii rezistenţei de ieşire a sursei de curent din emitoare, R_{EE}.

Raportul de rejecţie a modului comun este utilizat ca factor de merit şi în caracterizarea amplificatoarelor diferenţiale cu mai multe etaje şi a amplificatoarelor operaţionale. În astfel de circuite, factorul important în valoarea totală a CMRR este dat în mod obişnuit de câştigul de la modul comun la modul diferenţial al primului etaj. Acest aspect legat de funcţionarea amplificatorului diferenţial va fi discutat în *Capitolul 6*.

■ EXEMPLU

Să se calculeze raportul de rejecţie a modului comun pentru perechea cu cuplaj în emitoare, polarizată prin rezistenţă în emitoare, din fig. 3.52.

$$\text{CMRR} = \left[\frac{1}{1 + 2 g_m R_{EE}\left[1 + \frac{1}{\beta_0}\right]}\right]^{-1} \approx \left(\frac{1}{2\frac{I_C R_{EE}}{V_T}}\right)^{-1} = 2\frac{I_C R_{EE}}{V_T} = \frac{I_{EE} R_{EE}}{V_T} .$$

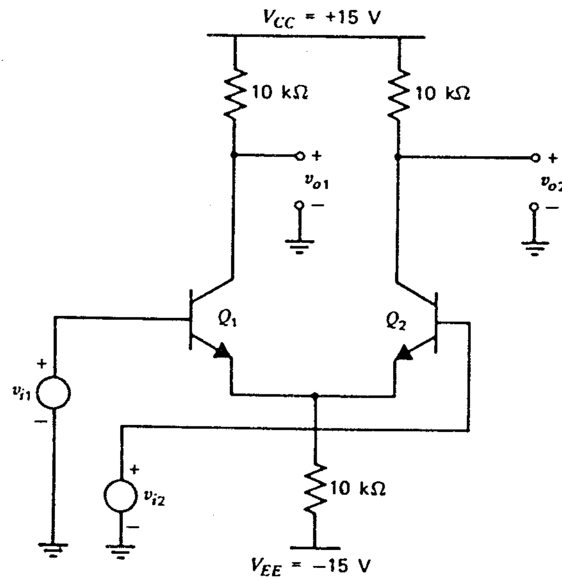


Fig. 3.52 Circuitul din exemplul de pe această pagină.

În acest caz

$$\text{CMRR} = \frac{14{,}3 \text{ V}}{26 \text{ mV}} = 550 = 54 \text{ dB} .$$

Se observă că, dată fiind polarizarea prin rezistenţă, îmbunătăţirea CMRR a acestui circuit de bază nu este posibilă fără a creşte căderea de tensiune pe R_{EE}. În practică această creştere impune şi creşterea tensiunii de alimentare, ceea ce de multe ori nu este posibil.

3.4.6 Rezistenţa de intrare de mod comun şi de mod diferenţial

Rezistenţa de intrare constituie un obiectiv important al proiectării amplificatoarelor diferenţiale, deoarece aceste amplificatoare sunt utilizate curent ca etaje de intrare în circuitele de instrumentaţie. Rezistenţa de intrare diferenţială, R_{id}, este definită ca raportul dintre tensiunea diferenţială de semnal mic de la intrare, v_{id}, şi curentul de semnal mic de la intrare, i_b, în condiţiile în care la intrare se aplică o tensiune diferenţială pură. Din examinarea fig. 3.47, rezultă

$$\frac{v_{id}}{2} = i_b r_\pi \tag{3.115}$$

şi ca urmare

$$R_{id} = \frac{v_{id}}{i_b} = 2r_\pi . \tag{3.116}$$

Deci rezistenţa de intrare diferenţială depinde de rezistenţa r_π a tranzistorului, care creşte odată cu creşterea câştigului în curent β şi odată cu scăderea curentului de colector. Rezultă că

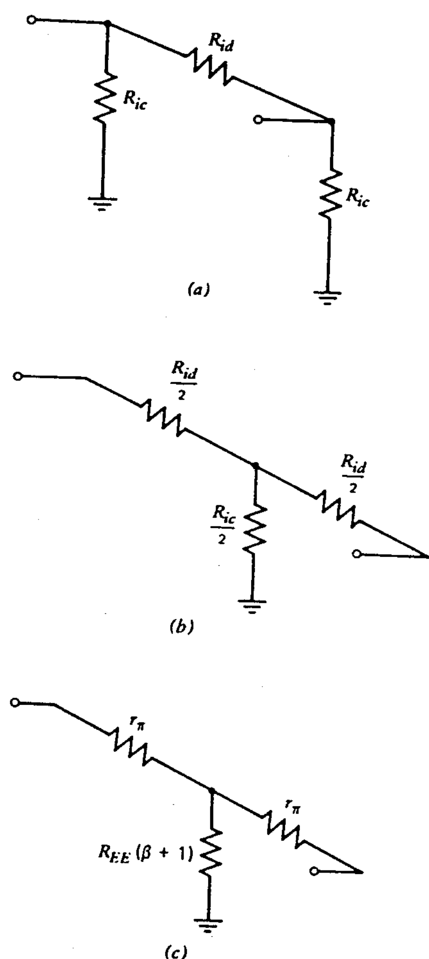


Fig. 3.53 (*a*) Circuitul echivalent la intrare, general, de semnal mic, la joasă frecvenţă pentru un amplificator diferenţial. (*b*) Circuitul echiva- lent în T. (*c*) Circuitul echivalent la intrare pentru perechea cu cuplaj în emitor (fără rezistenţe de degenerare în emitor).

valorile mari ale rezistenţei de intrare se obţin atunci când perechea cu cuplaj în emitoare funcţionează la nivele mici de curent de polarizare.

Rezistenţa de intrare de mod comun, R_{ic}, este definită ca raportul dintre tensiunea de mod comun de semnal mic, v_{ic}, şi curentul de intrare de semnal mic, i_b, în condiţiile în care la intrare se aplică o tensiune de mod comun pură. Din fig. 3.50, pentru perechea cu cuplaj în emitoare, se obţine utilizând (3.110):

$$R_{ic} = \frac{v_{ic}}{i_b} = r_\pi + 2R_{EE}(1 + \beta_0)\,. \quad (3.117)$$

Curentul de semnal mic de intrare, în situaţia în care la intrare se aplică atât tensiuni de mod diferenţial cât şi tensiuni de mod comun, se poate găsi prin superpoziţie, fiind dat de:

$$i_{b1} = \frac{v_{id}}{R_{id}} + \frac{v_{ic}}{R_{ic}}\,,$$

$$i_{b2} = -\frac{v_{id}}{R_{id}} + \frac{v_{ic}}{R_{ic}}\,.$$

Deci rezistenţa de intrare se poate reprezenta prin circuitul echivalent în π din fig. 3.53*a* (în care s-a presupus că R_{ic} este mult mai mare ca R_{id}). Acest circuit se poate transforma într-un circuit echivalent în T — vezi fig. 3.53*b* (se menţine presupunerea că R_{ic} este mult mai mare ca R_{id}). Valorile rezistenţelor din circuitul echivalent în T pentru o pereche cu cuplaj în emitoare sunt indicate în fig. 3.53*c*.

3.5 PERECHI DE TECJ CU CUPLAJ ÎN SURSE

În proiectarea amplificatorului diferenţial un obiectiv important îl constituie reducerea la minimum a curentului continuu de polarizare al intrărilor circuitului şi creşterea la maximum a rezistenţei de intrare diferenţiale. Deoarece TEC au o rezistenţă de intrare practic infinită, ele constituie dispozitivele preferate pentru etajele de intrare ale amplificatoarelor cărora li se cere o rezistenţă de intrare foarte mare şi/sau un curent de polarizare al intrării foarte mic. În circuitele analogice CMOS în care sunt disponibile numai TECMOS, blocul fundamental de

circuit îl constituie perechea cu cuplaj în surse. În tehnologiile BiFET, TECJ disponibile sunt utilizate atunci când se urmăreşte obţinerea unei rezistenţe de intrare foarte mari. Totodată, deoarece în aceste tranzistoare conducţia curentului are loc în volumul semiconductorului ele realizează performanţe de zgomot mai bune la joasă frecvenţă vezi (vezi *Capitolul 11*) în comparaţie cu ceea ce se obţine într-un proces BiCMOS sau CMOS.

În această secţiune vom analiza comportarea de curent continuu şi de semnal mic a perechii cu cuplaj în surse.

3.5.1 Analiza de curent continuu de semnal mare

Perechea cu cuplaj în surse[9] cu TECJ cu canal n care va fi analizată în această secţiune este prezentată în fig. 3.54*a*. Analiza se aplică direct şi pentru cazul TECJ cu canal p, prin modificarea convenabilă a semnelor tensiunilor şi curenţilor. Pentru această analiză de semnal mare, se va presupune că rezistenţa incrementală a sursei de polarizare este infinită şi că se poate neglija rezistenţa de intrare a TECJ. De asemenea, se va presupune că tranzistoarele şi rezistenţele din drenă sunt identice.

Începem prin a scrie suma tensiunilor pe ochiul care conţine sursele de semnal:

$$V_{i1} - V_{gs1} + V_{gs2} - V_{i2} = 0 \,. \qquad (3.118)$$

Pentru fiecare TECJ, se va presupune că dependenţa curentului de drenă, I_d, de tensiunea de grilă V_{gs} este dată de legea pătratică aproximativă (1.150), discutată în *Capitolul 1*:

$$I_d = I_{DSS}\left[1 - \frac{V_{gs}}{V_P}\right]^2 \qquad (3.119)$$

sau

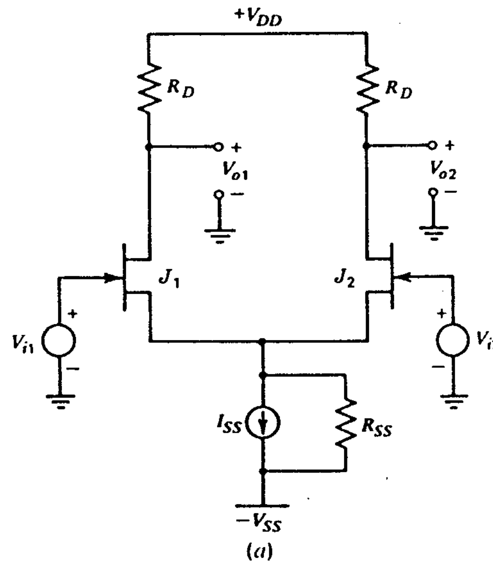


Fig. 3.54*a* Pereche de cuplaj în surse cu TECJ cu canal *n*.

$$\frac{V_{gs}}{V_P} = 1 - \sqrt{\frac{I_d}{I_{DSS}}} . \tag{3.120}$$

Combinând (3.118) cu (3.120) se obţine

$$\frac{V_{i1} - V_{i2}}{V_P} = -\sqrt{\frac{I_{d1}}{I_{DSS}}} + \sqrt{\frac{I_{d2}}{I_{DSS}}} . \tag{3.121}$$

Scriind suma curenţilor în nodul sursei de curent se găseşte:

$$I_{d1} + I_{d2} = I_{SS} . \tag{3.122}$$

Combinând (3.121) cu (3.122) şi rezolvând ecuaţia de gradul doi rezultă

$$I_{d1} = \frac{I_{SS}}{2}\left[1 + \frac{V_{id}}{V_P}\sqrt{2\left(\frac{I_{DSS}}{I_{SS}}\right) - \left(\frac{V_{id}}{V_P}\right)^2\left(\frac{I_{DSS}}{I_{SS}}\right)^2}\right], \tag{3.123}$$

$$I_{d1} = \frac{I_{SS}}{2}\left[1 - \frac{V_{id}}{V_P}\sqrt{2\left(\frac{I_{DSS}}{I_{SS}}\right) - \left(\frac{V_{id}}{V_P}\right)^2\left(\frac{I_{DSS}}{I_{SS}}\right)^2}\right], \tag{3.124}$$

unde s-a notat $V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$.

Se observă că, pentru tensiuni diferenţiale suficient de mari la intrare, tot curentul I_{SS} trebuie să treacă printr-unul din tranzistoare. În această situaţie dacă I_{SS} ar fi *mai mare* ca I_{DSS} joncţiunea grilă-canal a TECJ care conduce, ajunge să fie polarizată direct; se justifică astfel presupunerea tacită făcută în analiza anterioară că $I_{SS} \leq I_{DSS}$.

Valorile tensiunii diferenţiale de la intrare pentru care conduc ambele tranzistoare se află în gama:

$$\left|\frac{V_{id}}{V_P}\right| < \sqrt{\frac{I_{SS}}{I_{DSS}}} . \tag{3.125}$$

În afara acestei game de valori ale tensiunii V_{id}, curentul de la ieşire ia o valoare constantă, fie nulă, fie egală cu I_{SS}. Expresiile 3.123 şi 3.124 sunt valabile numai pentru gama de valori ale tensiunii V_{id} dată de (3.125). Cei doi curenţi sunt trasaţi în fig. 3.54*b* pentru câteva cazuri tipice. Compararea acestor curbe cu acelea corespunzătoare tranzistoarelor bipolare (vezi fig. 3.38) arată că pentru circuitul cu TECJ gama de valori ale tensiunii V_{id} pentru care comportarea este aproape liniară este mult mai mare. Această gamă reprezintă o fracţiune din tensiunea de închidere, V_P, a TECJ (valoarea tipică este de 2—5 V) şi nu un multiplu de V_T (26 mV) ca în cazul tranzistoarelor bipolare.

Tensiunea diferenţială de la ieşire $V_{od} = V_{o1} - V_{o2}$ este dată de

$$V_{od} = -(I_{d1}R_D - I_{d2}R_D) . \tag{3.126}$$

în care înlocuind relaţiile 3.123 şi 3.126 se obţine:

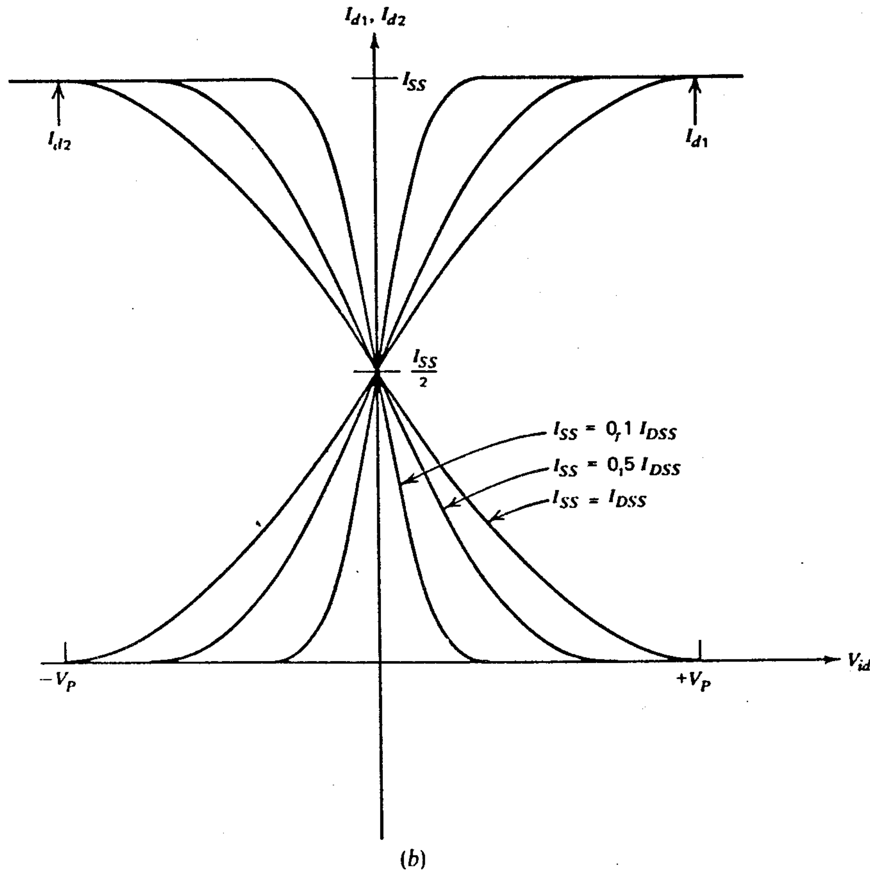


Fig. 3.54*b* Caracteristica de transfer în curent continuu pentru o pereche de TECJ cu cuplaj în surse.

$$V_{od} = -\frac{I_{SS}R_D}{V_P} V_{id} \times \sqrt{2\left(\frac{I_{DSS}}{I_{SS}}\right) - \left(\frac{V_{id}}{V_P}\right)^2 \left(\frac{I_{DSS}}{I_{SS}}\right)^2} \, . \tag{3.127}$$

Pentru perechea cu TECMOS, în condițiile în care se neglijează efectul de substrat, analiza se desfășoară la fel ca și pentru perechea cu TECJ. Utilizând în locul (3.119) expresia 1.175 și înlocuind TECJ cu TECMOS cu canal *n* se găsește că

$$\Delta I_d = \mu_n \frac{C_{ox} W}{2L} V_{id} \sqrt{\frac{2 I_{SS}}{\mu_n (C_{ox} W/2L)} - V_{id}^2} \tag{3.128}$$

unde

$$\Delta I_d = I_{d1} - I_{d2} \, . \tag{3.129}$$

Această expresie este valabilă în cazul în care ambele tranzistoare funcționează în regiunea de saturație, cerință care se transferă în condiția

$$|V_{id}| \leq \sqrt{\frac{I_{SS}}{\mu_n (C_{ox} W/2L)}} . \tag{3.130}$$

De observat că pentru perechile TECJ şi TECMOS gama de valori a tensiunii V_{id} pentru care ambele dispozitive sunt active depinde de dimensiunile tranzistoarelor şi de curentul de polarizare. Această situaţie diferă de aceea de la perechea bipolară, pentru care această gamă de valori este de aproximativ ± 60 mV (la 300K), independentă de dimensiunile şi de polarizarea tranzistoarelor. De fapt, s-ar putea spune că perechea cu cuplaj în surse se comportă oarecum asemănător cu perechea cu cuplaj în emitoare cu rezistenţe de degenerare în emitor alese astfel încât să rezulte o valoare dată a gamei semnalului de la intrare. Din (3.125) şi (3.130) se poate arăta că valoarea tensiunii diferenţiale de intrare necesară pentru a aduce unul din tranzistoare chiar la limita regiunii de tăiere este de $\sqrt{2}\,|V_{GS} - V_t|$ pentru TECMOS şi $\sqrt{2}\,|V_{GS} - V_t|$ pentru TECJ (V_{GS} are valoarea din punctul static de funcţionare în condiţiile în care tensiunea diferenţială de intrare este nulă). În proiectarea de circuite MOS analogice este importantă mărimea notată $\Delta V_{GSQ} = V_{GS} - V_t$ care reprezintă valoarea cu care tensiunea V_{GS} se depărtează de tensiunea de prag, V_t, în punctul static de funcţionare. În amplificatoarele operaţionale MOS, tranzistoarele de intrare funcţionează cu o valoare tipică a mărimii ΔV_{GSQ} de ordinul sutelor de mV. Din (1.175) se găseşte că

$$\Delta V_{GSQ} = \sqrt{\frac{2 I_D}{\mu_n C_{ox} (W/L)}} . \tag{3.131}$$

3.5.2 Analiza de semnal mic

Deoarece modelul de semnal mic al TECJ este asemănător cu acela al tranzistorului bipolar rezultatele obţinute pentru perechea cu cuplaj în emitoare se vor putea utiliza cu uşoare modificări. Pentru TECJ rezistenţa de intrare este practic infinită. Pentru perechea cu cuplaj în surse câştigul diferenţial şi câştigul de mod comun sunt date de (3.103), respectiv (3.104), în care se înlocuieşte valoarea g_m a transconductanţei dată de (1.153) sau (1.185).

Transconductanţa unui TECJ, în comparaţie cu transconductanţa unui tranzistor bipolar care funcţionează la acelaşi curent static, este mult mai mică, tipic, cu un factor de aproximativ 40. Deci, pentru aceeaşi valoare a rezistorului de sarcină, amplificatorul diferenţial cu TECJ va avea un câştig diferenţial mai mic decât cel cu tranzistoare bipolare. Cum însă câştigul de mod comun nu este şi el semnificativ mai mic, circuitul cu TECJ va avea raportul de rejecţie a modului comun mult mai slab.

■ **EXEMPLU**

Să se determine câştigul de mod diferenţial, câştigul de mod comun şi raportul de rejecţie a modului comun (CMRR) pentru perechea cu cuplaj în surse din fig. 3.55. Se va presupune $V_P = -2$V, $I_{DSS} = 2$ mA.

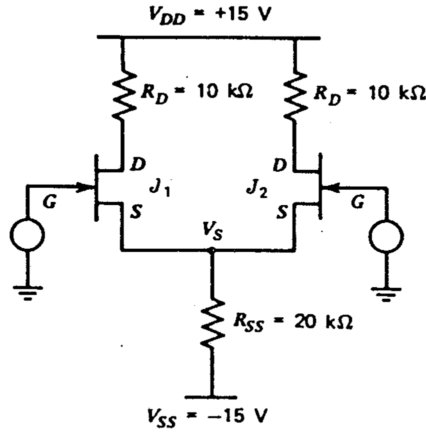


Fig. 3.55 Circuitul din exemplul de pe pagina anterioară, pentru calculul câştigului diferenţial şi câştigului de mod comun.

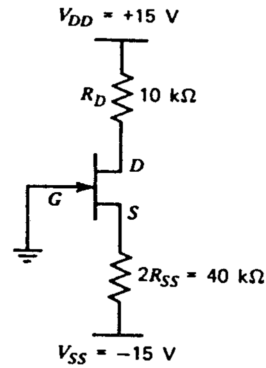


Fig. 3.56 Circuit pentru calculul valorii curentului de drenă I_D, din punctul static de funcţionare.

Începem cu determinarea valorilor I_D şi V_{GS} ale TECJ din punctul static de funcţionare. Considerând semicircuitul de mod comun de curent continuu din fig. 3.56 se obţine:

$$V_{GS} + 2I_D R_{SS} - 15\ \text{V} = 0\ .$$

Deoarece

$$V_{GS} = V_P\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right)$$

rezultă:

$$V_P\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) + 2I_D R_{SS} = 15\ \text{V}\ .$$

Soluţia aceastei ecuaţii de gradul doi este

$$I_{D1,2} = I_{DSS}\left\{\frac{V_P}{4I_{DSS}R_{SS}}\left[1 - \sqrt{1 - \frac{8I_{DSS}R_{SS}}{V_P}\left(1 - \frac{15\ \text{V}}{V_P}\right)}\right]\right\}^2 = 0{,}40\ \text{mA}$$

deci tensiunea grilă-sursă are valoarea:

$$V_{GS} = V_P\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = -1{,}1\ \text{V}\ .$$

Ca urmare

$$V_S = +1{,}1\ \text{V}$$

faţă de masă, iar

$$I_{SS} = \frac{16{,}1\ \text{V}}{20\ \text{k}\Omega} \cong 0{,}80\ \text{mA} .$$

Acum se poate calcula transconductanţa g_m:

$$g_m = \frac{2}{|V_P|}\sqrt{|I_D I_{DSS}|} = \frac{2}{2\ \text{V}}\sqrt{(0{,}4\times10^{-3})(2\times10^{-3})} = 0{,}89\times10^{-3}\ \text{A/V}$$

obţinându-se în continuare

$$A_d = -g_m R_D = (0{,}89\times10^{-3})(10\ \text{k}\Omega) = -8{,}9 ,$$

$$A_c = \frac{-g_m R_D}{1+2g_m R_{SS}} = \frac{-8{,}9}{1+2(0{,}89\times10^{-3})(20\ \text{k}\Omega)} = -0{,}24 ,$$

$$\text{CMRR} = \frac{A_d}{A_c} = 37 = 31\ \text{dB} .$$

3.6 EFECTELE NEÎMPERECHERII COMPONENTELOR ÎN AMPLIFICATOARELE DIFERENŢIALE

Un aspect important al funcţionării amplificatoarelor diferenţiale îl constituie valoarea minimă care mai poate fi sesizată a tensiunii diferenţiale de curent continuu de la intrare. Prezenţa neîmperecherii componentelor, chiar în interiorul amplificatorului, şi driftul cu temperatura al valorilor componentelor produc la ieşire tensiuni diferenţiale care nu pot fi deosebite de acelea produse de semnalul care trebuie să fie amplificat. În multe sisteme analogice acest tip de erori de curent continuu determină limitarea de bază asupra rezoluţiei sistemului: ca urmare luarea în consideraţie a ofseturilor induse de neîmperecheri constituie de multe ori un punct esenţial al proiectării de circuite analogice. Pentru amplificatoarele diferenţiale cu tranzistoare, efectul neîmperecherilor asupra funcţionării de curent continuu este reprezentat cel mai convenabil de două mărimi: tensiunea de ofset la intrare şi curentul de ofset la intrare*. Aceste mărimi reprezintă efectul referit la intrare al tuturor neîmperecherilor de componente din interiorul amplificatorului[7,8].

După cum se ilustrează în fig. 3.57, comportarea în curent continuu a amplificatorului care are neîmperecheri este identică cu aceea a unui amplificator ideal fără neîmperecheri dar căruia i se adaugă în serie la intrare o sursă de tensiune de ofset şi în paralel pe terminalele de intrare o sursă de curent de ofset. Aceste mărimi sunt de obicei dependente de temperatură şi de tensiunea de intrare de mod comun.

În această secţiune se vor calcula tensiunea şi curentul de ofset la intrare, atât pentru perechea cu cuplaj în emitoare cât şi pentru perechile cu TECJ şi TECMOS cu cuplaj în surse.

---

* În mod riguros aceste mărimi trebuie denumite *tensiunea de ofset referită la intrare* şi *curentul de ofset referit la intrare*. În româneşte se utilizează curent numai denumirile *tensiune/curent de ofset* şi *tensiune/curent de ofset la intrare*, care vor fi folosite în continuare în această carte. Menţiunea „referită la intrare" se va face explicit numai acolo unde pot apare neclarităţi. În româneşte se mai utilizează şi denumirea de *tensiune/curent de decalaj la intrare* (n.t.).

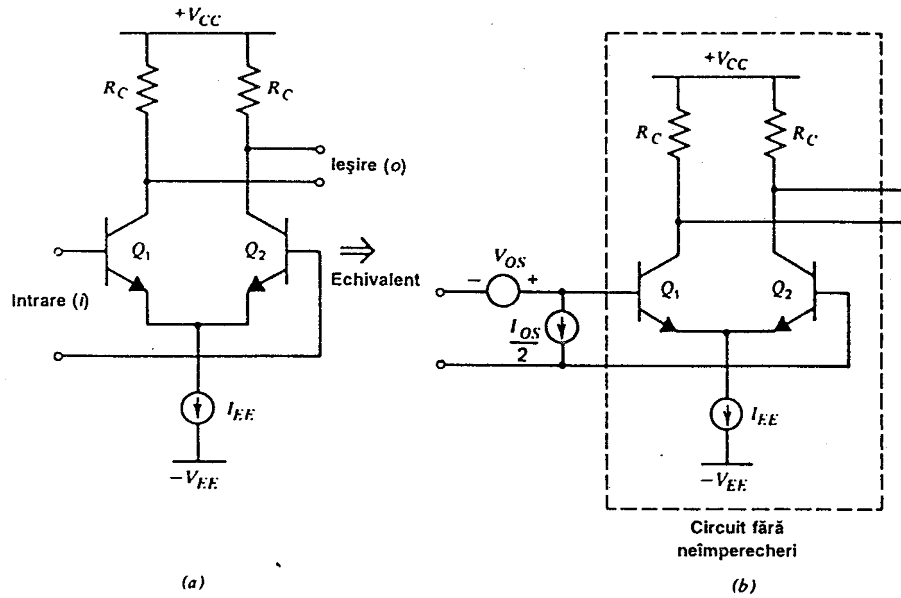


Fig. 3.57 Tensiunea echivalentă de ofset la intrare (V_{OS}) şi curentul de ofset la intrare (I_{OS}) pentru o pereche cu cuplaj în emitor. (*a*) Circuitul real care conţine neîmperecheri. (*b*) Circuitul echivalent cu componente împerecheate, cu tensiunea şi curentul de ofset referite la intrare.

3.6.1 Tensiunea de ofset la intrare a perechii cu cuplaj în emitoare

Sursele dominante ale erorii de ofset în perechea cu cuplaj în emitoare din fig. 3.57*a* sunt date de neîmperecherile în grosimea bazei, în nivelul de dopare al bazei şi al colectorului tranzistoarelor, în aria efectivă de emitor a tranzistoarelor şi în rezistoarele de sarcină din colectoare. Cu scopul de a se obţine rezultate analitice suficient de simple pentru o interpretare intuitivă, analiza se va desfăşura presupunându-se un tranzistor cu o bază uniformă. Rezultatele pentru cazul bazei neuniforme sunt asemănătoare, deşi procedura analitică este mult mai laborioasă. Deoarece în majoritatea cazurilor curentul de bază din punctul static de funcţionare este suficient de mic, astfel încât căderea de tensiune în rezistenţa r_b să fie neglijabilă, prezenţa rezistenţei r_b se va ignora.

Referindu-ne la fig. 3.57*b* se observă că tensiunea de ofset la intrare, V_{OS}, este egală cu acea valoare a tensiunii V_{id} care trebuie aplicată la intrare pentru a aduce la zero tensiunea diferenţială de la ieşire. Folosind această observaţie tensiunea de ofset V_{OS} se obţine scriind în fig. 3.57*b* suma tensiunilor pe ochiul corespunzător sursei de intrare:

$$V_{OS} - V_{BE1} + V_{BE2} = 0 \ , \tag{3.132}$$

$$V_{OS} = V_T \ln\frac{I_{C1}}{I_{S1}} - V_T \ln\frac{I_{C2}}{I_{S2}} = V_T \ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}}\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \ . \tag{3.133}$$

Factorii care determină curentul de saturaţie, I_S, al unui tranzistor bipolar au fost discutaţi în *Capitolul 1*. Expresiile curenţilor de saturaţie, pentru cazul tranzistoarelor cu baza uniformă, sunt:

$$I_{S1} = \frac{qn_i^2\overline{D}_n}{N_A W_{B1}(V_{CB})} A_1 = \frac{qn_i^2\overline{D}_n}{Q_{B1}(V_{CB})} A_1 , \tag{3.134}$$

$$I_{S2} = \frac{qn_i^2\overline{D}_n}{N_A W_{B2}(V_{CB})} A_2 = \frac{qn_i^2\overline{D}_n}{Q_{B2}(V_{CB})} A_2 , \tag{3.135}$$

unde $W_B(V_{CB})$ este grosimea bazei în funcţie de tensiunile V_{CB}, N_A concentraţia de acceptori în bază iar A aria emitorului. Produsul $N_A W_B(V_{CB})$ — care reprezintă concentraţia totală de impurităţi din bază pe unitatea de arie — s-a notat $Q_B(V_{CB})$. Pentru ca tensiunea V_{od} să fie nulă este necesar ca

$$I_{C1}R_{C1} = I_{C2}R_{C2} , \qquad \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{R_{C2}}{R_{C1}} . \tag{3.136}$$

Combinarea relaţiilor 3.133 şi 3.136 duce la următoarea expresie pentru tensiunea de ofset:

$$V_{OS} = V_T \ln \left[\frac{R_{C2}}{R_{C1}} \frac{A_2}{A_1} \frac{Q_{B1}(V_{CB})}{Q_{B2}(V_{CB})} \right] . \tag{3.137}$$

Această expresie leagă tensiunea de ofset la intrare de neîmperecherile în parametrii tranzistoarelor şi ale rezistoarelor R_C. De obicei argumentul funcţiei logaritmice este foarte apropiat de unitate, ceea ce face ca expresia 3.137 să poată fi interpretată într-o modalitate mai intuitivă şi mai convenabilă. În acest sens în secţiunea care urmează se va realiza o analiză aproximativă, valabilă în condiţiile în care neîmperecherile sunt mici.

3.6.2 Tensiunea de ofset a perechii cu cuplaj în emitoare. Analiza aproximativă

În cazurile de interes practic, care implică tensiuni şi curenţi de ofset, neîmperecherea între oricare doi parametri de circuit — care nominal sunt pereche — este de obicei mică în comparaţie cu valoarea lor nominală. Această observaţie conduce la o procedură de calcul în care fiecare din contribuţiile individuale la tensiunea de ofset sunt luate în consideraţie pe rând, separat, şi apoi adunate la sfârşit. Să scriem din nou (3.137):

$$V_{OS} = V_T \ln \left[\left[\frac{R_{C2}}{R_{C1}} \right] \left[\frac{A_2}{A_1} \right] \left[\frac{Q_{B1}(V_{CB})}{Q_{B2}(V_{CB})} \right] \right] . \tag{3.138}$$

Pentru a descrie neîmperecherea dintre componente, se vor defini doi noi parametri:

$$\Delta X = X_1 - X_2 , \tag{3.139}$$

$$X = \frac{X_1 + X_2}{2} . \tag{3.140}$$

Deci ΔX este diferenţa între doi parametri, iar X este valoarea medie a doi parametri care nominal sunt pereche (de observat că ΔX poate fi pozitiv sau negativ). De exemplu

$$\Delta R_C = R_{C1} - R_{C2} ,$$
$$R_C = \frac{R_{C1} + R_{C2}}{2} . \tag{3.141}$$

Inversând (3.139) şi (3.140) se obţine

$$X_1 = X + \frac{\Delta X}{2} , \tag{3.142}$$

$$X_2 = X - \frac{\Delta X}{2} . \tag{3.143}$$

Aceste relaţii se folosesc în (3.138) şi se obţine:

$$V_{OS} = V_T \ln \left[\left(\frac{R_C - \frac{\Delta R_C}{2}}{R_C + \frac{\Delta R_C}{2}} \right) \left(\frac{A - \frac{\Delta A}{2}}{A + \frac{\Delta A}{2}} \right) \left(\frac{Q_B - \frac{\Delta Q_B}{2}}{Q_B + \frac{\Delta Q_B}{2}} \right) \right] . \tag{3.144}$$

Cu presupunerea că

$$R_C \ll \Delta R_C , \qquad A \ll \Delta A , \qquad Q_B \ll \Delta Q_B \tag{3.145}$$

această expresie se simplifică astfel:

$$V_{OS} = V_T \ln \left[\left(1 - \frac{\Delta R_C}{R_C} \right) \left(1 - \frac{\Delta A}{A} \right) \left(1 - \frac{\Delta Q_B}{Q_B} \right) \right] . \tag{3.146}$$

Dezvoltând (3.146) în serie Taylor şi neglijând termenii de ordin superior se obţine

$$V_{OS} = V_T \left(- \frac{\Delta R_C}{R_C} - \frac{\Delta A}{A} + \frac{\Delta Q_B}{Q_B} \right) . \tag{3.147}$$

Deci, în condiţiile presupunerilor făcute anterior, s-a obţinut pentru tensiunea de ofset la intrare o expresie care constituie o superpoziţie liniară a efectelor date de diferite componente. Se poate arăta că acest rezultat se poate obţine întotdeauna dacă neîmperecherile sunt mici. Trebuie observat că semnele termenilor individuali din (3.147) nu sunt semnificative, deoarece factorii de neîmperechere pot fi pozitivi sau negativi în funcţie de sensul de variaţie al parametrului aleator. Cazul cel mai defavorabil de ofset are loc atunci când semnele termeniilor sunt astfel încât contribuţiile individuale se adună.

Expresia 3.147 leagă tensiunea de ofset de neîmperecherea rezistoarelor şi a parametrilor de structură, A şi Q_B, ai tranzistorului. Cu scopul de a da pentru tensiunea de ofset o expresie care să conţină termeni măsurabili electric direct, este convenabil să se rescrie expresia 3.147 în funcţie de neîmperecherea în rezistenţe şi în curenţii de saturaţie ai tranzistoarelor:

$$V_{OS} = V_T \left(- \frac{\Delta R_C}{R_C} - \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) \tag{3.148}$$

În această expresie

$$\frac{\Delta I_S}{I_S} = \frac{\Delta A}{A} - \frac{\Delta Q_B}{Q_B}$$

este contribuţia tranzistoarelor la tensiunea de ofset, reflectată de neîmperecherea curenţilor de saturaţie. Factorii de neîmperechere $\Delta R_C/R_C$ şi $\Delta I_S/I_S$ sunt de fapt parametri aleatori care au o valoare diferită pentru fiecare circuit fabricat, distribuţia valorilor observate fiind descrisă de o distribuţie de probabilitate. În cazul unui număr mare de eşantioane distribuţia tinde către o distribuţie normală, sau gaussiană, cu o valoare medie nulă. Valorile tipice observate pentru deviaţia standard a parametrilor de neîmperechere, descrişi mai sus, pentru dispozitive difuzate de arie mică sunt:

$$\sigma_{\Delta R/R} = 0{,}01 \ , \qquad \sigma_{\Delta I_s/I_s} = 0{,}05 \ . \tag{3.149}$$

Pentru o distribuţie gaussiană 68% din eşantioanele considerate au o valoare cuprinsă într-un interval $\pm\sigma$ faţă de valoarea medie. Dacă presupunem că valoarea medie a distribuţiei este zero, atunci pentru distribuţia descrisă de (3.149), în cazul unui număr mare de eşantioane, 68% din perechile de rezistoare se împerechează în 1% şi 68% din perechile de tranzistoare vor avea curenţi de saturaţie care se împerechează în 5%. Aceste valori pot fi puternic influenţate de geometria dispozitivului şi de procesul tehnologic (vezi *Capitolul 6*). Dacă din distribuţie luăm un eşantion cu parametrii egali cu deviaţia standard şi factorii de neîmperechere sunt astfel încât ei se adună, tensiunea de ofset care rezultă din (3.148) va fi

$$V_{OS} = 26 \text{ mV} \times 0{,}06 \cong 1{,}5 \text{ mV} \ . \tag{3.150}$$

Tranzistoarele de arie mare, realizate prin implantare de ioni şi având un layout îngrijit desenat pot ajunge la $V_{OS} \approx 0{,}1$ mV. Un parametru mult mai interesant pentru proiectantul de circuite este deviaţia standard a tensiunii de ofset. Deoarece tensiunea de ofset este dată de suma a doi parametri aleatori necorelaţi, deviaţia standard a sumei este egală cu rădăcina pătrată a sumei pătratelor deviaţiilor standard ale celor două contribuţii la neîmperechere:

$$\sigma_{V_{os}} = V_T\sqrt{(\sigma_{\Delta R/R})^2 + (\sigma_{\Delta I_s/I_s})^2} \ . \tag{3.151}$$

Proprietăţile distribuţiei gaussiene sunt rezumate în *Anexa A3.1*.

3.6.3 Driftul tensiunii de ofset a perechii cu cuplaj în emitoare

În situaţia în care perechile cu cuplaj în emitoare sunt utilizate ca amplificatoare de curent continuu de nivel mic pentru care tensiunea de ofset este critică, se asigură deobicei posibilitatea ajustării manuale la zero a tensiunii de ofset la intrare, cu ajutorul unui potenţiometru extern*. Odată ce această ajustare a fost făcută, parametrul important nu mai este tensiunea de ofset, ci variaţia acestei tensiuni cu temperatura, denumită obişnuit drift. Pentru marea majoritate a circuitelor concrete sensibilitatea tensiunii de ofset la intrare faţă de temperatură nu este nulă; cu cât excursia de temperatură la care este supus circuitul este mai mare, cu atât va fi mai mare şi eroarea introdusă de driftul tensiunii de ofset. Driftul tensiunii

* În limba română ajustarea la zero a tensiunii de ofset este denumită curent *reglajul ofsetului* (n.t.).

de ofset se poate calcula cu ușurință pentru perechea cu cuplaj în emitoare diferențiind expresia 3.147, înlocuind $V_T=kT/q$ și presupunând că ceilalți termeni din (3.147) sunt independenți de temperatură:

$$\frac{dV_{OS}}{dT}=\frac{V_{OS}}{T}\ . \tag{3.152}$$

Deci pentru o pereche cu cuplaj în emitoare driftul tensiunii de ofset și tensiunea de ofset sunt proporționale. În condițiile presupunerilor făcute anterior o pereche cu cuplaj în emitoare cu o tensiune de ofset măsurată, de exemplu, de 2 mV va avea la temperatura camerei un drift de 2 mV/300K sau 6,6 μV/°C. Această dependență se verifică experimental.

Din (3.152) ar rezulta că prin ajustarea la zero, din exterior, a tensiunii de ofset se anulează și driftul său. Această concluzie este numai aproximativ adevărată din cauza modului în care se realizează ajustarea la zero[10]. În mod obișnuit în paralel cu o porțiune a uneia din rezistențele de sarcină din colector ale perechii se plasează un potențiometru. În general coeficientul de temperatură al potențiometrului de ajustare a tensiunii de ofset nu se împerechează cu acela al rezistoarelor difuzate, astfel că se introduce o neîmperechere de coeficient de temperatură al rezistoarelor, care poate face driftul mai prost decât în cazul în care nu s-ar fi anulat tensiunea de ofset. Cu o proiectare îngrijită se poate obține un drift al tensiunii de ofset de ordinul a 1 μV/°C.

3.6.4 Curentul de ofset la intrare al perechii cu cuplaj în emitoare

Curentul de ofset la intrare este egal cu diferența între cei doi curenți de bază ai tranzistoarelor. Deoarece curentul de bază este egal cu curentul de colector împărțit la β_F, curentul de ofset va fi

$$I_{OS}=\frac{I_{C1}}{\beta_{F1}}-\frac{I_{C2}}{\beta_{F2}}\ . \tag{3.153}$$

Ca și mai înainte, vom scrie

$$I_{C1}=I_C+\frac{\Delta I_C}{2}\ ,\qquad I_{C2}=I_C-\frac{\Delta I_C}{2}\ , \tag{3.154}$$

$$\beta_{F1}=\beta_F+\frac{\Delta\beta_F}{2}\ ,\qquad \beta_{F2}=\beta_F-\frac{\Delta\beta_F}{2}\ . \tag{3.155}$$

Înlocuind (3.154) și (3.155) în (3.153) expresia curentului de ofset devine

$$I_{OS}=\frac{I_C+\dfrac{\Delta I_C}{2}}{\beta_F+\dfrac{\Delta\beta_F}{2}}-\frac{I_C-\dfrac{\Delta I_C}{2}}{\beta_F-\dfrac{\Delta\beta_F}{2}}\ . \tag{3.156}$$

Prin neglijarea termenilor de ordin superior, (3.156) capătă forma

$$I_{OS}=\frac{I_C}{\beta_F}\left(\frac{\Delta I_C}{I_C}-\frac{\Delta\beta_F}{\beta_F}\right)\ . \tag{3.157}$$

Neîmperecherea curenţilor de colector este (din relaţia 3.136)

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = -\frac{\Delta R_C}{R_C} \tag{3.158}$$

astfel că

$$I_{OS} = -\frac{I_C}{\beta_F}\frac{\Delta R_C}{R_C} - \frac{I_C}{\beta_F}\frac{\Delta \beta_F}{\beta_F} \; . \tag{3.159}$$

O distribuţie tipică a neîmperecherii în β_F are o deviaţie standard de 10%. Presupunînd o neîmperechere de 10% în β_F şi una de 1% a rezistoarelor din colector, se obţine

$$I_{OS} = -\frac{I_C}{\beta_F}\left[\frac{\Delta R_C}{R_C} + \frac{\Delta \beta_F}{\beta_F}\right] = -\frac{I_C}{\beta_F}\,(0{,}11) = -0{,}11\,I_B \; . \tag{3.160}$$

În multe aplicaţii valoarea curentului de ofset la intrare — la fel ca şi aceea a curentului de intrare — trebuie să fie cât mai mică; în acest sens un bun exemplu îl constituie etajul de intrare al amplificatoarelor operaţionale. Diferitele circuite şi abordări tehnologice utilizate pentru minimizarea valorii acestor curenţi sunt discutate în *Capitolul 6*.

3.6.5 Tensiunea de ofset la intrare şi driftul său pentru perechea de TECJ cu cuplaj în surse

După cum s-a menţionat anterior în acest capitol, prin utilizarea tranzistoarelor cu efect de câmp în etaje de amplificare realizate cu perechi cuplate în surse se asigură — în comparaţie cu realizarea cu tranzistoare bipolare — o rezistenţă de intrare mai mare şi un curent de polarizare la intrare mai mic. Cu toate acestea, valoarea mai mică a transconductanţei TECJ duce în general la valori mai slabe ale tensiunii de ofset la intrare şi ale raportului de rejecţie al modului comun în comparaţie cu cazul tranzistoarelor bipolare[11]. În această secţiune se vor calcula aceşti parametri pentru perechea cu cuplaj în surse.

Circuitul care urmează a fi analizat este indicat în fig. 3.58. Referindu-ne la fig. 1.27 se poate observa că sursa predominantă de ofset va fi dată de neîmperecherile în lăţimea canalului, *W*, în lungimea canalului, *L*, a grosimii, *2a*, şi a concentraţiei de impurităţi N_D. Din nou analiza se va realiza presupunându-se cazul unui canal uniform; pentru canale neuniforme se obţin rezultate similare. Presupunând că tensiunea V_{id} a fost ajustată astfel încât să fie anulată tensiunea V_{od}, prin adunarea tensiunilor pe ochiul surselor de semnal se obţine

$$V_{OS} - V_{GS1} + V_{GS2} = 0 \tag{3.161}$$

care prin utilizarea relaţiei 3.120 devine

$$V_{OS} = V_{P1}\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS1}}}\right) - V_{P2}\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS2}}}\right) . \tag{3.162}$$

Făcând uz de relaţiile

$$I_{D1} = I_D + \frac{\Delta I_D}{2} \, , \qquad I_{D2} = I_D - \frac{\Delta I_D}{2} \, ,$$

$$I_{DSS1} = I_{DSS} + \frac{\Delta I_{DSS}}{2}, \qquad I_{DSS2} = I_{DSS} - \frac{\Delta I_{DSS}}{2},$$

$$V_{P1} = V_P + \frac{\Delta V_P}{2}, \qquad V_{P2} = V_P - \frac{\Delta V_P}{2}$$

care se înlocuiesc în (3.162), după neglijarea termenilor de ordin superior se obţine (se presupune că $\Delta V_P \ll V_P, \Delta I_D \ll I_D, \Delta I_{DSS} \ll I_{DSS}$):

$$V_{OS} = \Delta V_P - V_P \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \left(\frac{\Delta I_D}{2 I_D} - \frac{\Delta I_{DSS}}{I_{DSS}} + \frac{\Delta V_P}{V_P} \right). \tag{3.163}$$

Tensiunea de ofset se compune deci din două părţi, din care una este egală cu neîmperecherea tensiunii de închi- dere, iar cealaltă conţine neîmperecherile rezistenţelor de sarcină (prin I_D), a curentului I_{DSS} şi a tensiunii de închidere. Tensiunea de închidere depinde de grosimea canalului şi de nivelul de dopare iar I_{DSS} de lăţimea, lungimea şi grosimea canalului şi de nivelul de dopare. Evaluarea celui de-al doilea termen în funcţie de parametrii structurii este dificilă. Totuşi acest termen este dependent de curent şi, în general, poate fi făcut mic în comparaţie cu primul termen prin utilizarea tranzistorului la curenţi foarte mici faţă de I_{DSS}. Acest fapt se observă şi experimental: valoarea medie a ofsetului (măsurată pentru un număr mare de circuite) se reduce dacă curentul static se micşorează la cea mai mică valoare practicabilă. Se observă totuşi că pentru o pereche dată cei doi termeni pot fi de semne opuse, dând o tensiune de ofset care devine nulă pentru o valoare particulară a curentului static.

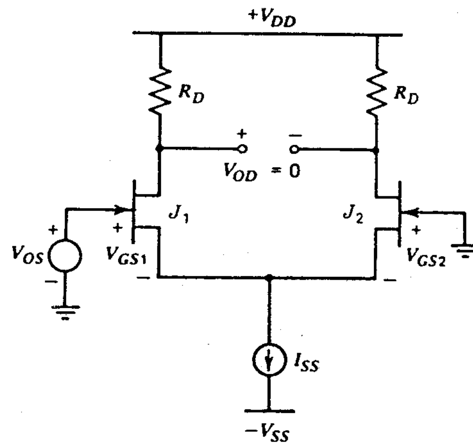


Fig. 3.58. Circuit pentru calculul tensiunii de ofset la intrare a perechii cu cuplaj în surse.

Presupunând că cel de-al doilea termen a fost făcut neglijabil prin funcţionarea la curenţi foarte mici, tensiunea de ofset se poate calcula într-o modalitate directă. Se va considera cazul canalului uniform, rezultatele pentru cazul general fiind calitativ asemănătoare. Tensiunea de închidere se obţine din (1.151), în funcţie de jumătatea grosimii canalului, a, presupunând o dopare mai slabă a canalului în comparaţie cu aceea din regiunea grilei:

$$V_P = \frac{qN_D}{2\varepsilon} a^2 - \psi_0 .$$

Considerând că doparea canalului este aceeaşi pentru ambele tranzistoare, deci şi ψ_0 este acelaşi, rezultă

$$\Delta V_P = 2 \frac{qN_D}{2\varepsilon} a^2 \left[\frac{\Delta a}{a} \right] = 2 (V_P + \psi_0) \left[\frac{\Delta a}{a} \right] . \tag{3.164}$$

Înlocuind pentru neîmperecherea grosimii canalului valoarea tipică de 0,01 şi luând o valoare de 1 V pentru $(V_P+\psi_0)$ se obţine

$$\Delta V_p = 20 \text{ mV} . \qquad (3.165)$$

Se constată că această valoare este mult mai mare decât tensiunea de ofset a perechii cu cuplaj în emitoare, în condiţiile unor neîmperecheri relative comparabile. În practică, proiectarea îngrijită a tranzistorului şi optimizarea procesului tehnologic, utilizând implantarea de ioni, pot duce la o neîmperechere a grosimii canalului mult mai bună de 1%. Totuşi chiar dacă toate neîmperecherile ar fi aceleaşi pentru TEC şi bipolar, sensibilitatea tensiunii de închidere V_P faţă de lăţimea canalului va duce la valori mai mari ale tensiunii de ofset pentru perechea cu TECJ în comparaţie cu perechea cu tranzistoare bipolare.

Pentru perechile de TECJ cu cuplaj în surse driftul şi valoarea tensiunii de ofset nu manifestă aceeaşi bună corelaţie observată la perechile cu tranzistoare bipolare. Tensiunea de ofset se compune din mai mulţi termeni care au coeficienţi de temperatură diferiţi. Atât tensiunea de închidere V_P, cât şi curentul I_{DSS} manifestă o puternică dependenţă de temperatură, care afectează tensiunea V_{GS} în sensuri opuse. Dependenţa de temperatură a curentului I_{DSS} provine în principal din variaţia mobilităţii, care determină pentru curentul de drenă un coeficient de temperatură negativ. Tensiunea de închidere depinde de diferenţa de potenţial internă a joncţiunii grilă-canal, care scade odată cu creşterea temperaturii determinând pentru curentul de drenă un coeficient de temperatură pozitiv. Aceste două efecte pot fi făcute să se anuleze reciproc, pentru o valoare particulară a curentului de drenă, fapt care constituie o proprietate utilă pentru polarizarea independentă de temperatură a amplificatoarelor nediferenţiale. Această tehnică nu este totuşi de mare folos în configuraţiile *diferenţiale*, unde deja se realizează o compensare de prim ordin a variaţiilor cu temperatura ale tensiunii V_{GS}.

3.6.6 Tensiunea de ofset la intrare şi driftul său pentru perechea de TECMOS cu cuplaj în surse

Tensiunea de ofset a perechii de TECMOS cu cuplaj în surse se determină plecând de la fig. 3.58 în care TECJ se înlocuiesc cu TECMOS şi folosind (3.161) împreună cu (1.175). Se obţine:

$$V_{OS} = V_{GS1} - V_{GS2} , \qquad (3.166)$$

$$V_{OS} = V_{t1} + \sqrt{\frac{2I_{D1}}{\mu_n C_{ox}(W/L)_1}} - V_{t2} - \sqrt{\frac{2I_{D2}}{\mu_n C_{ox}(W/L)_2}} . \qquad (3.167)$$

Mărimile diferenţă şi medie sunt definite în modalitatea obişnuită:

$$\Delta I_D = I_{D1} - I_{D2} , \qquad (3.168)$$

$$I_D = \frac{I_{D1} + I_{D2}}{2} , \qquad (3.169)$$

$$\Delta(W/L) = (W/L)_1 - (W/L)_2\ , \tag{3.170}$$

$$(W/L) = \frac{(W/L)_1 + (W/L)_2}{2}\ , \tag{3.171}$$

$$\Delta V_t = V_{t1} - V_{t2}\ , \tag{3.172}$$

$$\Delta V_t = \frac{V_{t1} + V_{t2}}{2}\ , \tag{3.173}$$

$$\Delta R_L = R_{L1} - R_{L2}\ , \tag{3.174}$$

$$R_L = \frac{R_{L1} + R_{L2}}{2}\ . \tag{3.175}$$

Tensiunea de ofset la intrare, V_{OS}, se defineşte ca fiind tensiunea diferenţială care trebuie aplicată la intrare astfel încât tensiunea diferenţială de la ieşire să fie nulă. Această condiţie este echivalentă cu $I_{Q1}R_{L1} = I_{D2}R_{L2}$. Folosind această relaţie şi înlocuind în (3.167) se obţine după neglijarea termenilor de ordin superior:

$$V_{OS} = \Delta V_t + \frac{V_{GS} - V_t}{2}\left[\frac{-\Delta R_L}{R_L} - \frac{\Delta(W/L)}{(W/L)}\right]\ . \tag{3.176}$$

Trebuie observat că pentru o neîmperechere dată a rezistenţelor de sarcină sau a rapoartelor (W/L), valoarea tensiunii de ofset la intrare se scalează direct proporţional cu valoarea parametrului $\Delta V_{GSQ} = (V_{GS} - V_t)$. În cazul perechii de tranzistoare bipolare cu cuplaj în emitor în expresia tensiunii de ofset aceeaşi termeni de neîmperechere erau multiplicaţi cu V_T, mărime care tipic este mult mai mică decât ΔV_{GSQ}. Concluzia care rezultă este că perechile de TECMOS cu cuplaj în surse au în mod inerent o tensiune de ofset mai mare decât perechile bipolare, în condiţiile în care neîmperecherile geometrice şi gradienţii de proces sunt aceiaşi.

Dacă se face abstracţie de termenul dat de neîmperecherea tensiunilor de închidere motivul pentru care perechile TECMOS au o tensiune de ofset mai mare este acelaşi ca şi în cazul perechilor cu TECJ; raportul dintre transconductanţa tranzistorului şi curentul său din punctul static de funcţionare ($I_{\text{polarizare}}$) este mult mai mic decât în cazul tranzistorului bipolar.

Mărimile V_T din (3.148), $(V_P/2)\sqrt{I_D/I_{DSS}}$ din (3.163) şi $(V_{GS} - V_t)/2 = \Delta V_{GSQ}/2$ din (3.176) sunt de fapt egale cu $I_{\text{polarizare}}/g_m$ pentru tranzistorul respectiv. Pentru TEC raportul $I_{\text{polarizare}}/g_m$ are valori tipice cuprinse în gama 100—500 mV.

O componentă a tensiunii de ofset care este prezentă numai în cazul tranzistoarelor MOS este dată de neîmperecherea tensiunilor de prag. Această componentă conduce la un termen constant în expresia tensiunii de ofset care este independent de curentul de polarizare. Neîmperecherea tensiunilor de prag este o funcţie puternic dependentă de curăţenia şi uniformitatea procesului; ea poate fi îmbunătăţită substanţial prin realizarea unui layout îngrijit. Determinări experimentale au indicat că distribuţia neîmperecherilor tensiunilor de prag poate atinge pentru structurile cu geometrie mare, în procesele MOS cu poartă din siliciu moderne, o deviaţie standard de ordinul a 2 mV. Chiar şi în aceste condiţii această valoare este cu un ordin de mărime mai mare decât în cazul proceselor bipolare cu implantare de ioni.

În cazul perechilor cu TECMOS, la fel ca şi la perechile cu TECJ, driftul tensiunii de ofset nu este bine corelat cu valoarea tensiunii de ofset. Contribuţia la drift a termenului ΔV_T din tensiunea de ofset poate să fie importantă în condiţiile în care acest termen este mare.

ANEXĂ

A3.1 Statistică elementară şi distribuţia gaussiană

În acest capitol s-au făcut referiri la faptul că, din punctul de vedere al proiectantului de circuite, mulţi parametri de circuit pot fi priviţi cel mai bine ca variabile aleatoare, a căror comportare este descrisă prin distribuţii de probabilitate. Un astfel de punct de vedere este în mod particular important în cazul unui parametru cum ar fi, de exemplu, tensiunea de ofset. Chiar dacă valoarea de proiect a tensiunii de ofset ar fi zero, variaţiile întâmplătoare ale rezistoarelor şi tranzistoarelor pot să determine o împrăştiere a tensiunii de ofset în jurul valorii medii, amploarea acestei împrăştieri determinând fracţiunea din numărul de circuite care satisface o specificaţie impusă pentru valoarea tensiunii de ofset.

Există destui factori care fac ca parametrii unui circuit integrat să aibă variaţii întâmplătoare. Unul din aceştia este modul aleator în care se defineşte marginea ferestrelor deschise în oxid pentru formarea rezistoarele şi a emitoarele tranzistoarelor. În plus, şi variaţiile aleatoare care au loc pe plachetă în cursul difuziei impurităţilor pot constitui un factor semnificativ. Aceste procese dau naştere în mod obişnuit unei distribuţii *gaussiene* (denumită uneori şi distribuţie *normală*) a parametrilor. O distribuţie gaussiană a unui parametru x este descrisă printr-o funcţie de densitate de probabilitate, $p(x)$, de forma

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} \exp\left[-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right] \tag{3.177}$$

unde σ este deviaţia standard a distribuţiei, iar m este valoarea medie a parametrului x. Semnificaţia acestei funcţii este aceea că pentru un circuit oarecare, ales la întâmplare dintr-un număr mare de circuite, *probabilitatea* ca un parametru să aibă o valoare cuprinsă între x şi $(x+dx)$ este dată de $p(x)dx$, care este *aria de sub curba* $p(x)$ în intervalul de la x la $(x+dx)$. De exemplu, probabilitatea ca x să aibă o valoare mai mică decât X se găseşte prin integrarea expresiei 3.177, obţinându-se:

$$P(x < X) = \int_{-\infty}^{X} p(x)\,dx = \tag{3.178}$$

$$= \int_{-\infty}^{X} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} \exp\left[-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right] dx\,. \tag{3.179}$$

Pentru un număr mare de eşantioane, *fracţiunea din numărul de circuite* pentru care x este mai mic decât X va fi dată de *probabilitatea* $P(x<X)$, această mărime având deci o semnificaţie practică importantă.

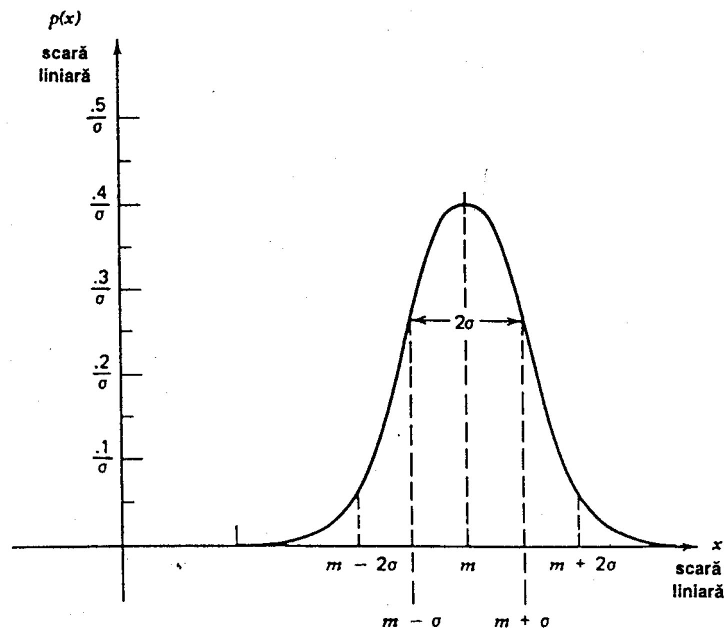


Fig. 3.59 Funcţia de densitate de probabilitate $p(x)$ pentru o distribuţie gaussiană cu valoarea medie m şi deviaţia standard σ: $p(x) = 1/(\sqrt{2\pi}\,\sigma)\exp[-(x-m)^2/2\sigma^2]$.

Reprezentarea grafică a funcţiei de densitate de probabilitate, $p(x)$ din (3.177), este schiţată în fig. 3.59 având o formă caracteristică de clopot. Valoarea maximă se obţine pentru $x=m$, unde m este valoarea medie a lui x. Deviaţia standard, σ, este o măsură a *împrăştierii* distribuţiei, valorile mari ale lui σ caracterizând o distribuţie împrăştiată. Distribuţia se extinde de la $x=-\infty$ la $x=+\infty$, după cum rezultă din (3.177), dar cea mai mare parte a ariei de sub curbă se găseşte, după cum se va arăta în continuare, în intervalul $x=m\pm3\sigma$. Discuţia anterioară a arătat că probabilitatea ca parametrul x să aibă o valoare într-un interval specificat, este egală chiar cu *aria* de sub curba din fig. 3.59 pentru acel interval. Deoarece x trebuie să se afle undeva între $-\infty$ şi $+\infty$, aria totală de sub curbă trebuie să fie egală cu unitatea (integrarea relaţiei 3.177 arată că lucrurile stau într-adevăr aşa).

Specificaţia cea mai des întâlnită. de interes pentru proiectanţii de circuite, o constituie fracţiunea dintr-un număr mare de circuite (lotul de producţie) care se află în *interiorul* unui interval specificat în jurul valorii medii. De exemplu, să presupunem un circuit cu un câştig x, care are o distribuţie gaussiană cu valoarea medie de 100; dorim să calculăm ce fracţiune din numărul total de circuite va avea valoarea câştigului cuprinsă între 90 şi 110? Această fracţiune se determină prin evaluarea probabilităţii ca x să ia valori în gama $x=m\pm10$, unde $m=100$. Prin utilizarea relaţiei 3.177 (σ se presupune cunoscut) rezultă:

$$P(90 < x < 110) = \int_{90}^{110} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} \exp\left[-\frac{(x-100)^2}{2\sigma^2}\right] dx . \qquad (3.180)$$

Această integrală reprezintă aria de sub curba de distribuţie gaussiană cuprinsă între $x=m-10$ şi $x=m+10$.

Exprimarea acestui rezultat sub o formă generală se obţine prin normarea intervalului de integrare la σ:

$$P(m - k\sigma < x < m + k\sigma) = \int_{m-k\sigma}^{m+k\sigma} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} \exp\left[-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right] dx\,. \qquad (3.181)$$

Pentru simplificarea operaţiilor de calcul de tipul acelora descrise anterior, valorile integralei în (3.181) au fost tabelate, în funcţie de k, rezultatele fiind prezentate în fig. 3.60. Se observă că pentru $k=1$, $P=0{,}683$, adică 68,3% dintr-un număr mare de eşantioane având o distribuţie gaussiană au o valoare cuprinsă în intervalul $x=m\pm\sigma$. Pentru $k=3$, $P=0{,}997$, deci în intervalul $x=m\pm 3\sigma$ se vor afla 99,7% din numărul de eşantioane.

k	Aria de sub curba de distribuţie gaussiană delimitată de abscisele $m\pm k\sigma$
0,2	0,159
0,4	0,311
0,6	0,451
0,8	0,576
1,0	0,683
1,2	0,766
1,4	0,838
1,6	0,890
1,8	0,928
2,0	0,954
2,2	0,972
2,4	0,984
2,6	0,991
2,8	0,995
3,0	0,997

Fig. 3.60 Valorile integralei din expresia 3.181 pentru diferite valori ale lui k. Aceste valori reprezintă aria de sub curba distribuţiei gaussiene din fig. 3.59, delimitată de abscisele $x=m\pm k\sigma$.

Unii parametri de circuit, cum ar fi de exemplu tensiunea de ofset sau câştigul, se pot exprima de obicei ca o combinaţie liniară a altor parametri individuali (vezi, de exemplu, pentru cazul tensiunii de ofset relaţia 3.147). În această situaţie, dacă toţi parametrii individuali sunt variabile independente caracterizate de distribuţii gaussiene, deviaţia standard şi, respectiv, media parametrului de circuit se exprimă în funcţie de valorile individuale ale deviaţiei standard şi, respectiv, ale mediei după cum se arată în continuare.

De exemplu, să presupunem că o variabilă aleatoare x poate fi exprimată în funcţie de variabilele aleatoare a, b şi c astfel:

$$x = a + b - c\,. \qquad (3.182)$$

Se poate arăta că

$$m_x = m_a + m_b - m_c\,, \qquad (3.183)$$

$$\sigma_x^2 = \sigma_a^2 + \sigma_b^2 + \sigma_c^2 \qquad (3.184)$$

unde m_x este valoarea medie a lui x, iar σ_x deviaţia sa standard. Trebuie observat că expresia 3.184 arată că pătratul deviaţiei standard a mărimii x este *suma* pătratelor deviaţiilor standard ale variabilelor a, b şi c. Aceste rezultate se pot aplica pentru orice număr de variabile.

Cu toate că rezultatele descrise anterior au fost tratate în contextul variaţiilor întâmplătoare care se întâlnesc pentru parametrii circuitelor, distribuţia gaussiană va fi de asemenea utilă şi în tratarea din *Capitolul 11* a zgomotului aleator.

■ EXEMPLU

Tensiunea de ofset a unui circuit are o valoare medie $m=0$ şi o deviaţie standard $\sigma=2$ mV. Ce fracţiune din numărul de circuite va avea tensiunea de ofset mai mică decât 4 mV?

O gamă de ± 4 mV pentru valorile tensiunii de ofset corespunde la $\pm 2\sigma$. Din fig. 3.60 rezultă că pentru acest interval aria de sub curba distribuţiei gaussiene este de 0,954. Rezultă deci că 95,4% din circuite vor avea valoarea tensiunii de ofset mai mică de 4 mV.

PROBLEME

În toate aceste probleme, cu excepţia cazului în care se specifică altfel, se vor utiliza parametrii de dispozitiv daţi în fig. 2.30, pentru tranzistoarele de tensiune mare.

3.1 Să se determine rezistenţa de intrare, transconductanţa şi rezistenţa de ieşire a amplificatorului EC din fig. 3.3, dacă $R_C=20$ kΩ şi $I_C=250$ μA. Se va presupune $r_b=0$.

3.2 În amplificatorul din fig. 3.61, este folosit un tranzistor cu emitorul comun, cu o rezistenţă de generator R_S şi un rezistor în colector R_C. Se va determina mai întâi câştigul total de semnal mic v_o/v_i, în funcţie de R_S, R_C, β_0, V_A şi I_C iar apoi valoarea curentului de colector din punctul static de funcţionare pentru care câştigul în tensiune de semnal mic este maxim. Să se explice calitativ de ce câştigul scade pentru valori foarte mari şi foarte mici ale curentului static de colector. În această problemă nu se va neglija rezistenţa r_o. Care este câştigul în tensiune pentru valoarea optimă a curentului static I_C? Se va presupune $r_b=0$.

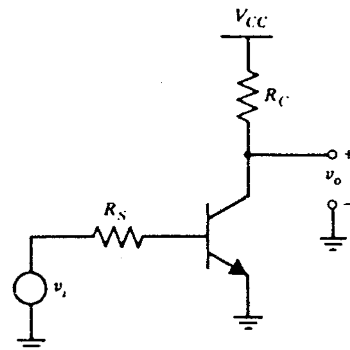


Fig. 3.61 Circuitul pentru *Problema 3.2.*

3.3 Pentru *Problema 3.2* se va lua $R_S=50$ kΩ, $R_C=50$ kΩ şi se va calcula valoarea optimă a curentului static de colector I_C. Ce valoare are căderea de tensiune de curent continuu pe rezistorul R_C? Ce valoare are câştigul în tensiune?

3.4 Pentru amplificatorul cu sursa comună din fig. 3.9 să se calculeze câştigul de semnal mic şi valorile V_i, V_o din punctul static de funcţionare, la marginea regiunii de tip triodă. De asemenea, să se calculeze valorile din punctul static de funcţionare ale tensiunilor V_i, V_o pentru care câştigul în tensiune la semnal mic este unitar. Care este valoarea maximă a câştigului în tensiune a acestui etaj? Se va lua $V_{DD}=5$ V, $R_D=5$ kΩ, $\mu_n C_{ox}=40$ μA/V^2, $W=100$ μm, $L=10$ μm, $V_t=0{,}8$ V şi $\lambda=0$.

3.5 Să se determine rezistenţa de intrare, transconductanţa şi rezistenţa de ieşire a amplificatorului BC din fig. 3.12 dacă $I_C=250$ μA şi $R_C=10$ kΩ. Se vor neglija rezistenţele r_b şi r_o.

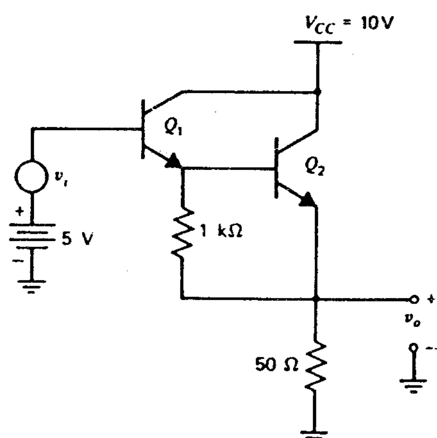


Fig. 3.62 Circuitul pentru *Problema 3.8.*

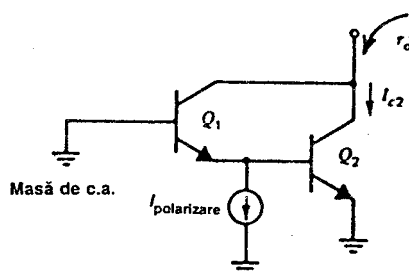


Fig. 3.63 Circuitul pentru *Problema 3.9.*

3.6 Se va presupune ca în amplificatorul BC din fig. 3.12, rezistorul R_C are o valoare mare în comparaţie cu r_o. Utilizând circuitul echivalent din fig. 3.15*b* se va calcula rezistenţa de ieşire pentru următoarele două cazuri:

(*a*) amplificatorul este atacat de un generator de curent ideal şi

(*b*) amplificatorul este atacat de un generator de tensiune ideal. Se va neglija rezistenţa r_b.

3.7 Să se determine rezistenţa de intrare, câştigul în tensiune v_o/v_i şi rezistenţa de ieşire a amplificatorului CC din fig. 3.19*a* dacă R_S=5 kΩ, R_L=500 Ω şi I_C=1 mA. Se vor neglija rezistenţele r_π şi r_o. În calculul rezistenţei de intrare nu se va include R_S. Pentru calculul rezistenţei de ieşire se va ţine cont şi de R_L. În calculul câştigului se va ţine cont atât de R_S cât şi de R_L.

3.8 Să se determine curenţii de colector din punctul static de funcţionare ai tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 şi apoi rezistenţa de intrare şi câştigul în tensiune al repetorului pe emitor Darlington din fig. 3.62. Se vor neglija rezistenţele r_μ, r_b şi r_o. Se va presupune $V_{BE(on)}$=0,7 V.

Calculele se vor verifica cu SPICE. De asemenea, folosind SPICE, se va determina şi rezistenţa de ieşire a etajului.

3.9 Să se calculeze rezistenţa de ieşire, r_o^c, a tranzistorului Darlington cu emitorul comun din fig. 3.63 în funcţie de $I_{polarizare}$. În aceste calcule nu se va neglija nici rezistenţa r_{o1} şi nici rezistenţa r_{o2}. Se pot neglija rezistenţele r_μ şi r_b. Ce valoare are r_o^c pentru $I_{polarizare}$=1 mA, dacă I_{C2}=1 mA? Dar pentru $I_{polarizare}$=0?

3.10 În fig. 3.64 este prezentată schema unui Darlington BiCMOS. Tensiunea de polarizare V_B este ajustată astfel încât tensiunea de c.c. de la ieşire să fie de 2 V. Să se calculeze curentul static prin cele două tranzistoare şi câştigul în tensiune v_o/v_i la semnal mic. Se vor considera următoarele valori ale parametrilor: $\mu_n C_{ox}$=60 μA/V^2, γ=0,5 V^{-1}, λ=0, W=40 μm, L=1 μm şi V_t=0,8 V pentru TEC şi I_S=10^{-16} A, β_F=100, r_b=0, V_A=∞ pentru tranzistorul bipolar.

Rezultatele calculelor se vor verifica cu SPICE.

Se va considera apoi cazul în care $\lambda=0{,}05\ V^{-1}$, $r_b=100\ \Omega$ şi $V_A=20$ V şi se vor compara rezultatele. Se va calcula caracteristica de trans- fer de curent continuu a circuitului folosind SPICE.

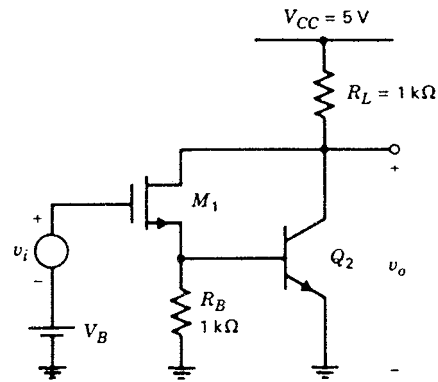


Fig. 3.64 Circuitul pentru *Problema 3.10.*

3.11 Să se determine rezistenţa de intrare, transconductanţa, rezistenţa de intrare şi valoarea maximă a câştigului în tensiune în gol pentru circuitul EC-BC din fig. 3.33, dacă $I_{C1}=I_{C2}=250\ \mu$A. Se vor neglija rezistenţele r_b şi r_μ.

3.12 În fig. 3.65 este prezentată schema unui amplificator BiCMOS. Se va calcula câştigul în tensiune v_o/v_i la semnal mic. Se vor presupune următoarele valori ale parametrilor tranzistoarelor: $I_S=10^{-16}$ A, $\beta_F=100$, $r_b=0$, $V_A=\infty$, $\mu_nC_{ox}=40\ \mu A/V^2$, $V_t=0{,}8$ V, $\lambda=0$. Rezultatele calculelor se vor verifica cu SPICE.

Folosind SPICE se va investiga efectul saturării vitezei purtătorilor incluzând în TEC degenerarea în sursă, după cum s-a descris în *Secţiunea 1.9.* Pentru câmpul critic se va lua valoarea $\mathscr{E}_c=1{,}5\times10^6$ V/m.

3.13 Să se determine câştigul de mod diferenţial, câştigul de mod comun, rezistenţa de intrare diferenţială şi rezistenţa de intrare de mod comun pentru circuitul din fig. 3.37, în care $I_{EE}=20\ \mu$A, $R_{EE}=10$ MΩ, $R_C=100$ kΩ, $V_{EE}=5$ V. Se vor neglija

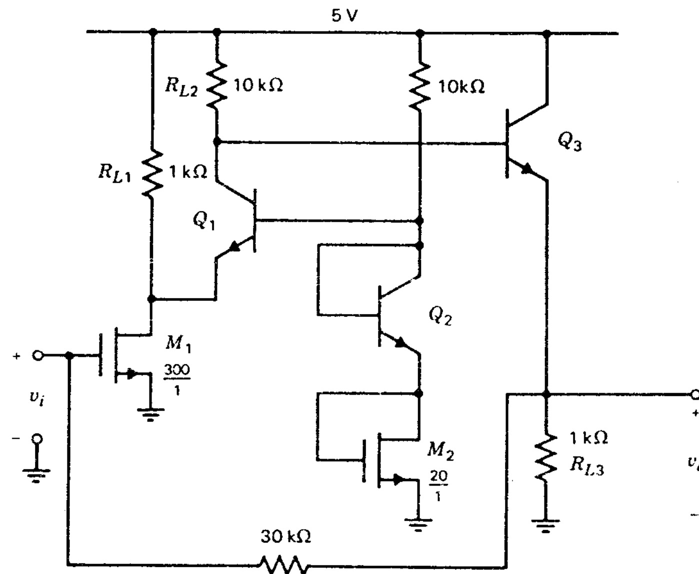


Fig. 3.65 Amplificatorul BiCMOS din *Problema 3.12*

rezistenţele r_b, r_o şi r_μ. Se va calcula şi factorul de rejecţie al modului comun, CMRR. Rezultatele calculelor se vor verifica cu SPICE.

Folosind SPICE se vor investiga efectele determinate de faptul că nu se mai ignoră parametrii r_b şi V_A; pentru aceşti parametri se vor lua valorile din fig. 2.30.

3.14 Să se repete *Problema 3.13* în cazul în care în fiecare emitor se adaugă un rezistor de degenerare de 4 kΩ.

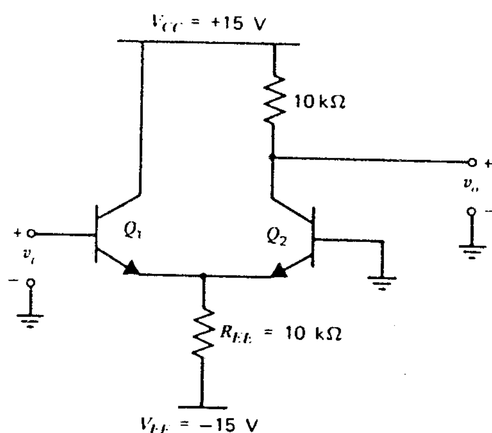


Fig. 3.66 Circuitul pentru *Problema 3.15.*

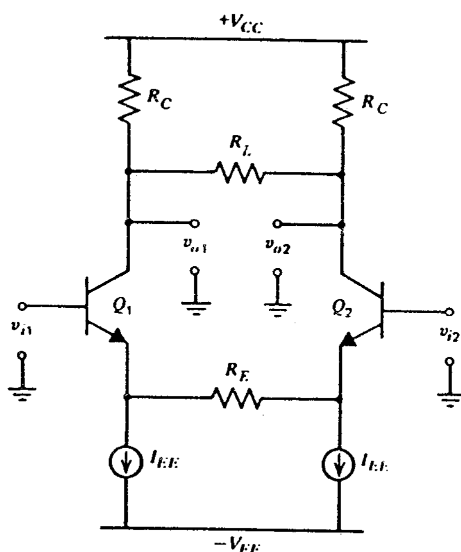


Fig. 3.67 Circuitul pentru *Problema 3.16.*

3.15 Să se determine rezistenţa de intrare, câştigul în tensiune şi rezistenţa de ieşire a configuraţiei CC-BC din fig. 3.66. Se vor neglija rezistenţele r_o, r_μ şi r_b. Se va observa că adăugarea în colectorul lui Q_1 a unui rezistor de 10 kΩ nu va modifica rezultatele, astfel că se vor putea folosi rezultatele obţinute în cadrul analizei perechii cu cuplaj în emitoare.

3.16 Să se determine câştigul de mod diferenţial şi câştigul de mod comun al circuitului din fig. 3.67 prin utilizarea conceptului de semicircuit. Se vor neglija rezistenţele r_b, r_o şi r_μ. Să se calculeze rezistenţa de intrare de mod diferenţial şi de mod comun.

3.17 Să se proiecteze o pereche cu cuplaj în emitoare, de tipul indicat în fig. 3.52, alegând pentru rezistenţele R_C şi R_{EE} valori noi astfel ca rezistenţa de intrare diferenţială să fie de 2 MΩ, câştigul de mod diferenţial să fie de 500 iar factorul de rejecţie a modului comun şi CMRR de 500. Care sunt valorile minime ale surselor de alimentare V_{CC} şi V_{EE} care asigură aceste performanţe, menţinând tranzistoarele polarizate în regiunea activă directă în condiţii de semnal nul? Se va presupune că tensiunea de intrare de mod comun de curent continuu este nulă. Se vor neglija rezistenţele r_b, r_μ şi r_o.

3.18 Să se determine tensiunea de curent continuu grilă-sursă a TECJ şi câştigul în tensiune de mod diferenţial pentru circuitul cu TECJ din fig. 3.68. Pentru TECJ se va neglija rezistenţa de ieşire şi se va lua I_{DSS}=1 mA, V_P=−2 V.

3.19 Se va proiecta o pereche cu cuplaj în sursă având o transconductanţă de semnal mic de 0,2 mA/V şi la care pentru o tensiune diferenţială de intrare de 0,5 V curentul diferenţial de ieşire atinge 90% din valoarea sa maximă. Se va determina curentul sursei de curent şi dimensiunile tranzistoarelor. Se va presupune că tranzistoarele sunt cu canal *n*, realizate prin procesul descris în *Tabelul 2.1*. Lungimea pe mască a canalului este de 6 μm. Se va neglija efectul de modulaţie a lungimii canalului şi se va presupune $X_d=0$.

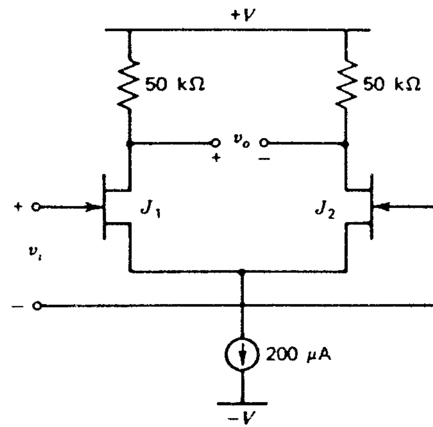


Fig. 3.68 Circuitul pentru *Problema 3.18.*

3.20 Să se determine tensiunea de ofset la intrare pentru o pereche TECMOS cu cuplaj în surse având $I_{SS}=50$ μA şi dimensiunile pe mască ale tranzistoarelor $L=100$ μm şi $W=8$ μm. Se vor folosi parametrii de proces din *Tabelul 2.1*. Se va presupune că neîmperecherea mărimii W/L în cazul cel mai nefavorabil este de 2%, că tensiunile de prag ale tranzistoarelor sunt identice, $X_d=0$ şi că rezistoarele de sarcină sunt identice.

3.21 Pentru circuitul din fig. 3.57*a* să se determine tensiunea de ofset la intrare dacă grosimea bazei tranzistoarelor se împerechează în limitele a 10%, circuitul fiind echilibrat din punct de vedere al celorlalţi parametri.

3.22 Pentru circuitul din fig. 3.68 să se determine tensiunea de ofset la intrare dacă lăţimea canalului TECJ se împerechează în limitele a 10%, circuitul fiind echilibrat din punct de vedere al celorlalţi parametri. Se va presupune $I_{DSS}=1$ mA, $V_P=-2$ V. Curentul dat de sursa de polarizare este mult mai mic ca I_{DSS} astfel că în tensiunea de ofset contribuţia dominantă este dată de ΔV_P.

BIBLIOGRAFIE

1. R.J. Widlar. "Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits," *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol. CT-12, pp. 586—590, December 1965.
2. H.R. Camenzind şi A.B. Grebene. "An Outline of Design Techniques for Linear Integrated Circuits," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-4, pp. 110—122, June 1969.
3. J. Giles. *Fairchild Semiconductor Linear Integrated Circuits Applications Handbook*. Fairchild Semiconductor, 1967.
4. C.L. Searle, A.R. Boothroyd, E.J. Angelo, P.E. Gray şi D.O. Pederson. *Elementary Circuit Properties of Transistors*. Wiley, New-York, 1964, cap. 7.
5. R.D. Thornton, C.L. Searle, D.O. Pederson, R.B. Adler şi E.J. Angelo. *Multistage Transistor Circuits*. Wiley, New-York, 1965, Cap. 6.
6. R. Castello şi L. Tomasini. "1,5-V High-Performance S-C Filters in BiCMOS Technology," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 26, pp. 930—936, July 1991.

7. R.D. Middlebrook. Differential Amplifiers. Wiley, New-York, 1963.
8. L.J. Giacoletto. *Differential Amplifiers*. Wiley, New-York, 1970.
9. J. Wallmark şi H. Johnson (Editori). *Field Effect Transistors, Physics, Technology and Applications*. Prentice-Hall Inc. Englewood Clifs, N.J. 1966, Cap. 5.
10. G. Erdi. "A Low-Drift, Low-Noise Monolithic Operational Amplifier for Low Level Signal Processing," *Fairchild Semiconductor Applications Brief*, 136, July 1969.
11. H.C. Lin. "Comparison of Input Offset Voltage of Differential Amplifiers Using Bipolar Transistor and Field-Effect Transistors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-5, pp. 126—129.
12. M. Pelgrom, A. Duinmaijer şi A. Welbers. "Matching Properties of MOS Transistors," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Vol. 24, pp. 1433—1440, October 1989.

4

SURSE DE CURENT CU TRANZISTOARE ŞI SARCINI ACTIVE

4.1 INTRODUCERE

Sursele de curent realizate cu tranzistoare au ajuns să fie utilizate atât ca elemente de polarizare cât şi ca sarcini pentru etajele de amplificare. Utilizarea surselor de curent pentru polarizare duce la creşterea insensibilităţii circuitului faţă de variaţiile surselor de alimentare şi ale temperaturii. În ceea ce priveşte aria de pe cip necesară pentru a se realiza o valoare dată a curentului de polarizare, sursele de curent sunt în mod obişnuit mai economice ca rezistoarele, în particular atunci când valoarea necesară a curentului de polarizare este mică. Utilizarea surselor de curent ca sarcină în amplificatoarele cu tranzistoare, duce — datorită rezistenţei incrementale mari — la obţinerea de câştiguri în tensiune mari pentru valori mici ale tensiunii surselor de alimentare.

Prima secţiune a acestui capitol analizează tipurile de bază de surse de curent folosite în mod uzual atât în tehnologiile bipolare cât şi în cele MOS. Pentru fiecare tip de sursă de curent se calculează curentul de ieşire şi rezistenţa de ieşire şi se consideră efectele date de neîmperecherea componentelor. A doua secţiune a capitolului se ocupă cu proiectarea circuitelor de polarizare pentru circuitele integrate, obiectivul urmărit fiind obţinerea insensibilităţii curenţilor de polarizare faţă de temperatură şi de tensiunile surselor de alimentare. În final se discută utilizarea sursei de curent ca sarcină activă.

4.2 SURSE DE CURENT

4.2.1 Sursa de curent simplă

Cea mai simplă formă a sursei de curent — vezi fig. 4.1 — constă dintr-un rezistor şi două tranzistoare[1]. Tranzistorul Q_1 este conectat ca diodă, forţându-se astfel o valoare nulă pentru tensiunea colector-bază. În acest fel, la joncţiunea colector-bază nu există injecţie (deoarece nu este polarizată) şi tranzistorul se comportă ca şi cum ar fi în regiunea activă directă. În continuare vom neglija curenţii reziduali ai joncţiunilor şi vom presupune că tran-

tranzistoarele sunt identice şi că rezistenţa de ieşire a tranzistorului Q_2 este infinită. Deoarece tranzistoarele Q_1 şi Q_2 au aceeaşi tensiune bază-emitor curenţii lor de colector sunt egali

$$I_{C1} = I_{C2} \ . \qquad (4.1)$$

Scriind suma curenţilor în colectorul tranzistorului Q_1 se obţine

$$I_{\text{ref}} - I_{C1} - 2\frac{I_{C1}}{\beta_F} = 0$$

deci

$$I_{C1} = \frac{I_{\text{ref}}}{1 + \frac{2}{\beta_F}} = I_{C2} \ . \qquad (4.2)$$

Dacă β_F este mare, curentul de colector al tranzistorului Q_2 este practic egal cu curentul de referinţă

$$I_{C2} \approx I_{\text{ref}} = \frac{V_{CC} - V_{BE(\text{on})}}{R} \ . \qquad (4.3)$$

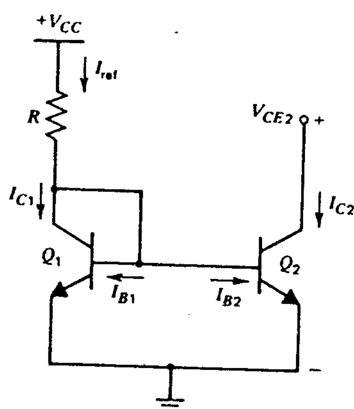


Fig. 4.1 O sursă de curent simplă, cu două tranzistoare.

Rezultă că în cazul a două tranzistoare Q_1, Q_2 identice curenţii de ieşire şi de referinţă sunt egali. De fapt nu este necesar ca tranzistoarele să fie identice. Ariile de emitor ale lui Q_1 şi Q_2 pot să fie făcute diferite, fapt care determină ca şi valorile curentului I_S pentru cele două tranzistoare să fie diferite; în acest caz valorile celor doi curenţi de colector, I_{C1} şi I_{C2}, nu vor mai fi egale ci se vor afla într-un raport constant. Cum acest raport poate să fie supraunitar sau subunitar, rezultă că plecând de la o valoare dată a curentului de referinţă se poate obţine orice valoare se doreşte pentru curentul de ieşire. Totuşi rapoarte de arii mai mari ca, aproximativ, 5:1 duc la un consum mare de arie, din cauza suprafeţei ocupate de către cel mai mare dintre cele două tranzistoare. Din această cauză pentru generarea unor rapoarte mari de curenţi se preferă alte metode care se vor discuta în secţiunile următoare. Deoarece curentul de intrare este reflectat la ieşire, acest circuit este deseori denumit „oglindă de curent".

Unul din cele mai importante aspecte legate de funcţionarea unei surse de curent este dat de modificarea valorii curentului sursei de curent la variaţiile de tensiune de pe terminalul de ieşire. Această modificare este caracterizată de rezistenţa de ieşire de semnal mic a sursei de curent. Importanţa acestui parametru este pusă în evidenţă, de exemplu, de faptul că atât raportul de rejecţie a modului comun al unui amplificator diferenţial cât şi câştigul unui circuit cu sarcină activă depind în mod direct de valoarea sa.

În scrierea relaţiei 4.1 am presupus independenţa curenţilor de colector ai celor două tranzistoare de tensiunile lor colector-emitor. În realitate, curentul de colector creşte uşor odată cu creşterea tensiunii colector-emitor (vezi fig. 4.2). După cum s-a arătat în *Capitolul 1*,

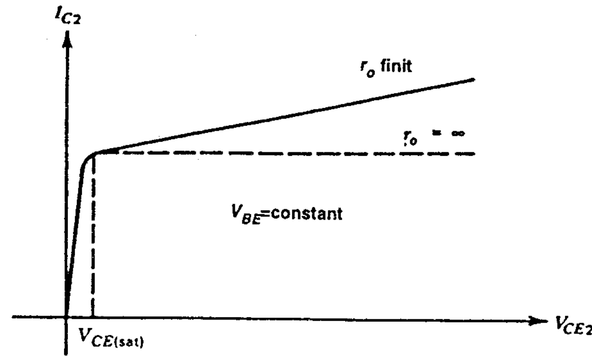


Fig. 4.2 Caracteristicile de colector pentru un tranzistor *npn*, în cazul ipotetic $r_o = \infty$ şi în cazul real în care r_o este finit.

efectul de modulare a grosimii bazei se poate reprezenta, pentru condiţii de semnal mare prin expresia

$$I_C = I_S \left[\exp \frac{V_{BE}}{V_T} \right] \left[1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right]$$

unde V_A este tensiunea Early. O valoare tipică a tensiunii Early pentru tranzistoarele *npn* este de 130 V. Deci, de exemplu, presupunând că potenţialul colectorului tranzistorului Q_2 este de 30 V şi observând că tensiunea colector-emitor a tranzistorului Q_1 este egală cu $V_{BE(on)}$, raportul curenţilor I_{C2} şi I_{C1} este:

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}}{1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}} = \frac{1 + \frac{30}{130}}{1 + \frac{0,6}{130}} \approx 1,25 \ . \tag{4.4}$$

Rezultă că pentru un circuit care lucrează cu o alimentare de 30 V curenţii sursei de curent pot să difere faţă de valorile calculate — pentru cazul în care se neglijează rezistenţa de ieşire a tranzistorului — cu nu mai puţin decât 25%.

Un alt factor de merit pentru o sursă de curent realizată cu tranzistoare este tensiunea echivalentă în gol, V_{Thev}. Atât timp cât tranzistoarele sursei de curent sunt în regiunea activă directă, orice configuraţie de sursă de curent poate fi caracterizată printr-o rezistenţă de ieşire R_o şi un curent de ieşire I_o, în conformitate cu circuitul echivalent Norton din fig. 4.3*a*. În general vorbind, în circuitele concrete, rezistenţa de ieşire scade atunci când curentul de ieşire creşte. Circuitul echivalent Thévenin este indicat în fig. 4.3*b*, generatorul echivalent Thévenin fiind egal cu

$$V_{\text{Thev}} = I_o R_o \ . \tag{4.5}$$

Tensiunea Thévenin rămâne în general constantă pentru o configuraţie dată de sursă de curent, fiind independentă de valoarea particulară I_o urmărită prin proiectare.

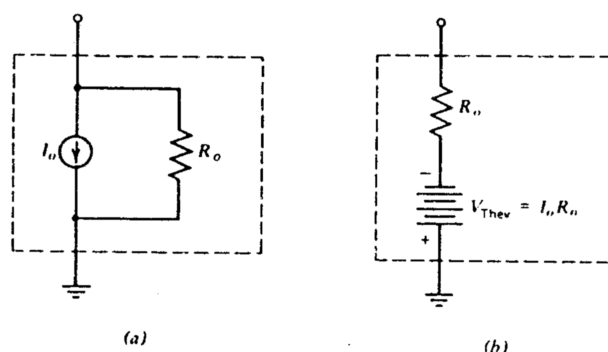


Fig. 4.3 (*a*) Reprezentarea prin circuit echivalent Norton a unei surse de curent cu tranzistor. (*b*) Reprezentarea prin circuitul echivalent Thévenin a unei surse de curent cu tranzistor.

De exemplu pentru sursa de curent simplă se obţine

$$V_{\text{Thev}} = I_o R_o = I_{C2} r_{o2} = I_{C2} \frac{V_A}{I_{C2}} = V_A \tag{4.6}$$

expresie în care s-a utilizat relaţia $r_o = V_A / I_C$, dată în *Capitolul 1*. Deci pentru sursa de curent simplă tensiunea echivalentă în gol este egală cu tensiunea Early, V_A. Sursele de curent cu o structură de circuit mai complexă au valori ale tensiunii V_{Thev} care sunt mai mari ca V_A. De exemplu, dacă curentul de ieşire al sursei de curent simple este de 1 mA, atunci

$$R_o = \frac{V_{\text{Thev}}}{I_o} = \frac{V_A}{I_o} = \frac{130 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 130 \text{ k}\Omega \ . \tag{4.7}$$

De observat că la ieşirea sursei de curent nu apare în realitate niciodată tensiunea echivalentă în gol, V_{Thev}. Dacă ieşirea sursei de curent este lăsată în gol, din circuitul echivalent din fig. 4.3*b* rezultă că s-ar obţine o tensiune de ieşire $-V_{\text{Thev}}$. Acest rezultat nu se verifică în realitate deoarece tranzistorul sursă de curent se saturează atunci când tensiunea la bornele sursei de curent (care este egală cu tensiunea colector-emitor) se apropie de zero. Rezultă că reprezentările Thévenin şi Norton sunt valabile numai pentru acele valori ale tensiunii şi curentului de la ieşirea sursei de curent pentru care tranzistoarele sunt în regiunea activă directă.

În plus faţă de variaţia curentului de ieşire datorită valorii finite a rezistenţei de ieşire, curentul de colector I_{C2} diferă de curentul de referinţă şi printr-un factor $1+2/\beta_F$. Atunci când sursa de curent se realizează cu tranzistoare *pnp* de câştig mic, valoarea lui β_F poate fi destul de mică astfel încât acest factor să fie semnificativ.

Pentru a reduce această sursă de eroare, se adaugă un tranzistor, după cum se indică în fig. 4.4. Curentul de emitor al tranzistorului Q_3 este egal cu

$$-I_{E3} = \frac{I_{C1}}{\beta_F} + \frac{I_{C2}}{\beta_F} = \frac{2}{\beta_F} I_{C2} \tag{4.8}$$

unde curenţii I_E, I_C şi I_B sunt pozitivi atunci când intră în tranzistor. În relaţia 4.8 s-au neglijat efectele date de valoarea finită a rezistenţei de ieşire.

Curentul de bază al tranzistorului Q_3 este dat de relaţia:

$$I_{B3} = \frac{-I_{E3}}{\beta_F + 1} = \frac{2}{\beta_F(\beta_F + 1)} I_{C2} \ . \qquad (4.9)$$

Scriind suma curenţilor în colectorul tranzistorului Q_2, se obţine:

$$I_{ref} - I_{C1} - \frac{2}{\beta_F(\beta_F + 1)} I_{C2} = 0 \ . \qquad (4.10)$$

Deoarece curenţii I_{C1} şi I_{C2} sunt egali rezultă

$$I_o = I_{C2} = \frac{I_{ref}}{1 + \dfrac{2}{\beta_F^2 + \beta_F}} \ . \qquad (4.11)$$

În acest fel curentul de referinţă şi curentul de ieşire diferă numai printr-un factor de ordinul $1/\beta_F^2$ (dacă se neglijează efectul rezistenţei de ieşire).

Această configuraţie este deseori utilizată pentru generarea unor ieşiri multiple, plecând de la un singur curent de referinţă. În acest scop în paralel cu tranzistorul Q_2 se conectează mai multe tranzistoare identice care au colectoarele independente. Odată cu creşterea numărului de ieşiri independente creşte şi curentul total de bază (furnizat de emitorul lui Q_3) dar contribuţia acestui termen de eroare în I_{ref} este redusă prin câştigul în curent β_{F3}.

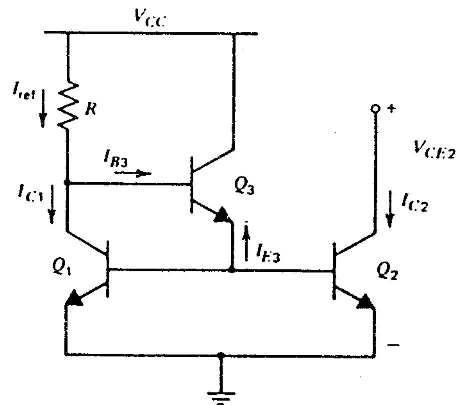


Fig. 4.4 Sursa de curent simplă, cu câştig de curent.

Topologia sursei de curent simple din fig. 4.1 este mult utilizată şi în circuitele integrate analogice MOS. Versiunea MOS prezentată în fig. 4.5 pune în evidenţă un TECMOS conectat ca diodă (M_1) care generează o tensiune de polarizare V_{GS1} stabilită prin intermediul curentului I_{ref}. Deoarece $V_{GS1} = V_{GS2}$ şi ambele tranzistoare sunt în regiunea activă directă curentul de ieşire este

$$I_{D2} = I_{D1} = I_{ref} \qquad (4.12)$$

dacă se presupune că rezistenţa de ieşire a tranzistoarelor este infinită. De fapt tranzistorul M_2 are o rezistenţă de ieşire finită, r_o, caracteristica I-V a sursei de curent prezentată în fig. 4.6 având un aspect asemănător cu aceea din cazul bipolar. În ambele cazuri rezistenţa de ieşire r_o este invers proporţională cu curentul de polarizare.

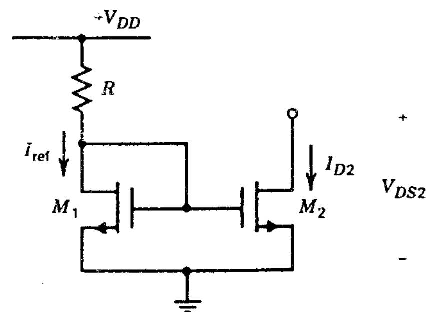


Fig. 4.5 Sursa de curent simplă realizată cu TECMOS.

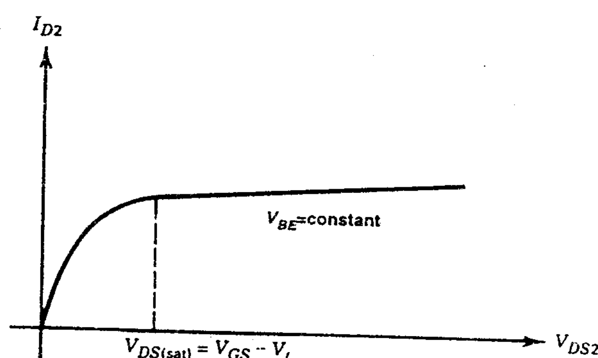


Fig. 4.6 Caracteristica I-V a sursei de curent simple realizată cu TECMOS din fig. 4.5.

De observat că în versiunea MOS nu există termenul de eroare corespunzător curentului de bază; ca urmare se poate genera un număr arbitrar de mare de ieşiri prin conectarea în paralel cu tranzistorul M_2 a unui număr corespunzător de tranzistoare. Totodată nu mai este nevoie de tranzistoare suplimentare, cum este Q_3 în fig. 4.4.

O diferenţă semnificativă faţă de sursa de curent bipolară constă în faptul că rezistenţa de ieşire a TECMOS poate fi mărită prin creşterea lungimii canalului L_{eff} — vezi (1.192). O altă diferenţă care trebuie remarcată este dată de valoarea minimă a tensiunii de ieşire V_{DS2}, sub care sursa de curent nu mai îşi menţine valoarea dorită a rezistenţei de ieşire, dată de $V_{DS(sat)} = V_{GS} - V_t = \Delta V_{GSQ}$. Sursele bipolare se limitează la $V_{CE(sat)}$ care este tipic mai mică decât $V_{DS(sat)}$. Această caracteristică constituie o chestiune importantă în condiţiile tendinţei continue de scădere a tensiunii de alimentare (până la 1 V în unele echipamente alimentate de la baterie) deoarece „distanţa" între tensiunea sursei de alimentare şi tensiunea minimă de funcţionare a nodului de ieşire a sursei de curent este critică.

■ EXEMPLU

Un tranzistor MOS având $W = 100$ μm şi $L_{ef} = 6$ μm este polarizat la un curent de drenă de 50 μA, la o tensiune drenă-sursă de 5 V şi la o tensiune substrat-sursă nulă. Tranzistorul are o rezistenţă de ieşire la semnal mic de 1 MΩ. Un al doilea tranzistor fabricat prin acelaşi proces ca şi primul tranzistor are $W = 40$ μm, $L_{ef} = 12$ μm şi este polarizat la un curent de 10 μA tensiunile drenă-sursă şi substrat-sursă fiind aceleaşi ca la primul tranzistor. Să se determine rezistenţa de ieşire a celui de al doilea tranzistor.

Pentru primul tranzistor tensiunea echivalentă în gol este

$$V_{\text{Thev}} = 50\ \mu\text{A} \times 1\ \text{M}\Omega\ .$$

Pentru al doilea tranzistor tensiunea echivalentă în gol trebuie să fie mai mare cu un factor dat de raportul lungimilor efective ale canalului:

$$V_{\text{Thev}} = \frac{12\ \mu\text{m}}{6\ \mu\text{m}} \times 50\ \text{V} = 100\ \text{V}\ .$$

Rezistenţa de ieşire la semnal mic este dată de raportul între tensiunea echivalentă în gol şi curentul de ieşire:

$$R_o = \frac{100\ V}{10\ \mu A} = 10\ M\Omega\ .$$

■

Performanţele sursei de curent simple bipolare din fig. 4.4 se pot îmbunătăţi prin adăugarea de rezistenţe de degenerare în emitoare (vezi fig. 4.7). Pentru generalitate se consideră o sursă de curent cu două ieşiri independente. Prin introducerea rezistenţelor de degenerare în emitoare se realizează două obiective.

Primul, după cum se va prezenta în *Anexa 4.1*, îl constituie îmbunătăţirea majoră a împerecherii între I_{ref} şi curenţii de ieşire I_{C3} şi I_{C4}.

Al doilea, după cum s-a arătat în *Secţiunea 3.2.7*, îl constituie creşterea rezistenţei de ieşire a sursei de curent. În conformitate cu (3.50) rezistenţa de ieşire la semnal mic care se vede în colectoarele tranzistoarelor Q_3 şi Q_4 este

$$R_o \approx r_o(1 + g_m R_E)\ . \tag{4.13}$$

Luând ca exemplu pe Q_3 şi folosind relaţia $g_{m3}=I_{C3}/V_T$ rezultă

$$R_o \approx r_o \left[1 + \frac{I_{C3}R_3}{V_T}\right]\ . \tag{4.14}$$

(Tranzistoarele Q_1 şi Q_2 acţionează combinat prezentând în baza lui Q_3 şi Q_4 o rezistenţă foarte mică). Mărimea $I_{C3}R_3$ este chiar căderea de tensiune în c.c. pe rezistorul R_3. De exemplu, dacă această cădere de tensiune este de 260 mV rezistenţa R_o va egală cu aproximativ $10r_o$. Limita până la care se poate merge cu această mărire a rezisten- ţei de ieşire este dată de valoarea minimă care poate fi acceptată a tensiunii de ieşire în colectorul tranzistorului Q_3 care este acum $(V_{CE3(sat)}+I_{C3}R_3)$.

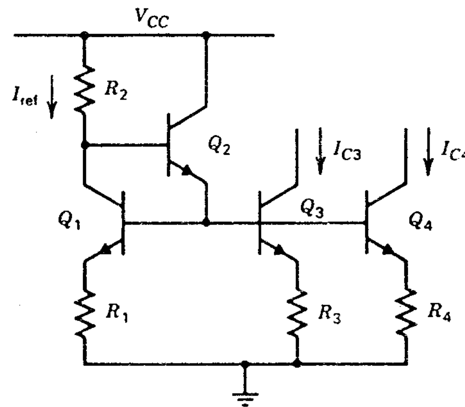


Fig. 4.7 Sursa de curent simplă cu degenerare în emitor.

Ariile de emitor ale tranzistoarelor Q_1, Q_3 şi Q_4 pot fi egale sau se pot afla într-un raport dat. De exemplu, dacă dorim ca $I_{C3}=I_{ref}$ şi $I_{C4}=2I_{ref}$ putem să-i facem pe Q_1 şi Q_3 identici şi $I_{S4}=2I_{S1}$. În plus putem face $R_1=R_3$ şi să scalăm pe R_4 făcându-l egal cu $R_1/2$. De observat că în acest fel căderile de tensiune pe R_1, R_3 şi R_4 vor fi egale. Adunând tensiunile pe ochiul care include tranzistoarele Q_1 şi Q_4 şi neglijând curenţii de bază se obţine

$$I_{C1}R_1 + V_T \ln\frac{I_{C1}}{I_{S1}} = I_{C4}R_4 + V_T \ln\frac{I_{C4}}{I_{S4}} \tag{4.15}$$

din care rezultă

$$I_{C4} = \frac{1}{R_4}\left[I_{ref}R_1 + V_T \ln\frac{I_{ref}}{I_{C4}}\frac{I_{S4}}{I_{S1}}\right] . \tag{4.16}$$

Deoarece $I_{S4}=2I_{S1}$ soluţia ecuaţiei (4.16) este

$$I_{C4} = \frac{R_1}{R_4} I_{ref} = 2I_{ref} , \tag{4.17}$$

ultimul termen din (4.16) anulându-se. Din analiza relaţiei 4.16 se observă că datorită faptului că termenii care conţin logaritmul variază slab odată cu variaţia argumentului, dacă facem căderea de tensiune $I_{ref}R_1$ şi $I_{C4}R_4$ mult mai mari decât V_T putem forţa $I_{C4} \approx (R_1/R_4)I_{ref}$ chiar dacă ariile de emitor ale tranzistoarelor Q_1 şi Q_4 nu se scalează convenabil. În sfârşit trebuie observat că degenerarea în sursă nu este folosită în cazul surselor de curent cu TEC. Motivul se găseşte în faptul că TEC este inerent un rezistor controlat. Ca urmare îmbunătăţirea împerecherii în sursele de curent cu TEC se realizează direct, făcând aria tranzistoarelor mai mare. Creşterea rezistenţei de ieşire se realizează prin creşterea lungimii canalului.

Atât în circuitele cu TEC cât şi în acelea cu tranzistoare bipolare preţul plătit pentru îmbunătăţirea performanţelor constă în aria mai mare consumată de către sursele de curent.

4.2.2 Sursa de curent Widlar

În amplificatoarele operaţionale bipolare, valoarea mică impusă curentului de la intrare dictează pentru curentul de polarizare al perechii cu cuplaj în emitor de la intrare o valoare foarte mică, de ordinul 5 μA. Curenţi de polarizare de această valoare sunt de asemenea necesari într-o mulţime de alte aplicaţii. Dacă am utiliza o sursă de curent simplă, în care am lua pentru raportul ariilor de emitor ale tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 valoarea maximă, practică, de 10:1, ar rezulta pentru un curent de ieşire de 5 μA un curent de referinţă de 50 μA. Dacă curentul de referinţă se obţine prin conectarea pe sursa de alimentare a unui rezistor, valoarea rezistorului ar fi de 600 kΩ, pentru o alimentare de 30 V. Un rezistor cu o astfel de valoare este foarte scump din punct de vedere al consumului de arie. Curenţii de valori atât de mici pot fi obţinuţi, totuşi, cu valori moderate de rezistenţă, prin modificarea sursei de curent simple, astfel încât cele două tranzistoare Q_1 şi Q_2 să funcţioneze cu valori diferite ale tensiunilor bază-emitor. În cazul sursei de curent Widlar[2,3] din fig. 4.8 aceasta se realizează prin plasarea unui rezistor în serie cu emitorul tranzistorului Q_2. În continuare vom calcula pentru această sursă de curent curentul de ieşire şi tensiunea echivalentă în gol. Pentru acest circuit nu există o versiune echivalentă realizată cu TECJ.

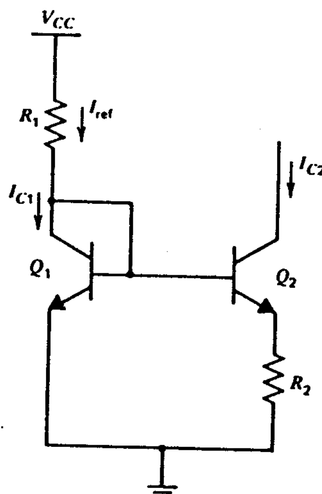


Fig. 4.8 Sursa de curent Widlar.

Prin adunarea tensiunilor pe ochiul emitor-bază, presupunând că tensiunea Early, V_A, este infinită şi neglijând curenţii de bază se obţine

$$V_{BE1} - V_{BE2} - I_{C2}R_2 = 0 \ , \tag{4.18}$$

deci

$$V_T \ln\frac{I_{C1}}{I_{S1}} - V_T \ln\frac{I_{C2}}{I_{S2}} - I_{C2}R_2 = 0 \ . \tag{4.19}$$

Pentru tranzistoare identice curenţii I_{S1} şi I_{S2} sunt egali iar relaţia 4.19 devine

$$V_T \ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = I_{C2}R_2 \ . \tag{4.20}$$

Dacă se dau R_2 şi I_{C1}, găsirea valorii I_{C2} care constituie soluţia acestei ecuaţii transcendente se face prin încercări. În proiectare, sunt cunoscuţi de obicei I_{C1} şi I_{C2} valoarea rezistorului R_2 obţinându-se direct din (4.20).

■ EXEMPLU

Să se determine valoarea rezistorului R_2, din circuitul din fig. 4.8, astfel încât să se obţină $I_{C2}=10\ \mu A$. Se va presupune că $V_{CC}=30$ V, $R_1=29{,}3$ kΩ şi $V_{BE(on)}=0{,}7$ V.

Neglijând curenţii de bază

$$I_{C1} = \frac{30\ \text{V} - 0{,}7\ \text{V}}{29{,}3\ \text{k}\Omega} = 1\ \text{mA} \ ,$$

$$V_T \ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = (26\ \text{mV}) \ln\frac{1\ \text{mA}}{10\ \mu A} = 119\ \text{mV} \ .$$

În conformitate cu (4.20) $I_{C2}R_2 = 119$ mV deci

$$R_2 = \frac{119\ \text{mV}}{10\ \mu\text{A}} = 11{,}9\ \text{k}\Omega \ .$$

Valoarea totală de rezistenţă din circuit este de 41,2 kΩ.

■ EXEMPLU

Pentru circuitul din fig. 4.8 să se determine curentul I_{C2}, dacă $I_{ref}=1$ mA, $R_2=5$ kΩ, iar curenţii de bază se neglijează.

Din (4.20) rezultă

$$V_T \ln\frac{1\ \text{mA}}{I_{C2}} - 5\ \text{k}\Omega\ (I_{C2}) = 0 \ .$$

Încercăm o valoare

$$I_{C2} = 15\ \mu\text{A}$$

şi obţinem

$$108\ \text{mV} - 75\ \text{mV} \neq 0\ .$$

Termenul logaritmic este prea mare, deci trebuie încercat cu o valoare mai mare a curentului. Fie noua valoare

$$I_{C2} = 20\ \mu\text{A}$$

şi obţinem

$$101{,}7\ \text{mV} - 100\ \text{mV} \approx 0\ .$$

Curentul I_{C2} este foarte apropiat de 20 μA.

4.2.3 Sursa de curent cascodă

În *Secţiunea 3.3.2* s-a arătat că în conexiunea cascodă se atinge o rezistenţă de ieşire foarte mare, proprietate care este de dorit pentru sursele de curent. Ca urmare este natural să se încerce utilizarea cascodelor ca surse de curent.

O sursă de curent bipolară bazată pe conexiunea cascodă este prezentată în fig. 4.9. Tranzistoarele Q_3 şi Q_4 formează sursa de curent de bază; de multe ori se adaugă şi rezistenţe în emitor pentru îmbunătăţirea împerecherii. Tranzistorul Q_2, care operează ca partea bază-comună a cascodei, transferă la ieşire curentul de colector al tranzistorului Q_3 prezentând o rezistenţă de ieşire mare. Tranzistorul Q_1 realizează o deplasare de nivel de un V_{BE} asigurând faptul că tranzistorul Q_3 este în regiunea activă cu $V_{CB3} \approx 0$. Dacă presupunem că rezistenţele de semnal mic ale tranzistoarelor Q_1 şi Q_4 sunt mici rezistenţa de ieşire de semnal mic în colectorul lui Q_2 este dată de (3.49) în care se înlocuieşte $R_E = r_{o3}$. Deoarece

$$g_m^2 r_o^3 = g_m^3 r_o^3 \gg \beta_0$$

se obţine

$$R_o = \beta_0 r_o\ . \tag{4.21}$$

Un rezultat mai exact se obţine dacă în analiza completă de semnal mic a circuitului din fig. 4.9 se ţine cont şi de valorile finite ale rezistenţelor de semnal mic ale tranzistoarelor Q_1 şi Q_4:

$$R_o = \frac{\beta_0 r_o}{2}\ , \tag{4.22}$$

modificarea rezultatului fiind datorată căii de semnal de la Q_2 la Q_3 prin Q_1 şi Q_4. În concluzie, sursa de curent cascodă determină creşterea valorii rezistenţei de ieşire şi a tensiunii echivalente în gol cu un factor de aproximativ $\beta_0/2$.

De exemplu pentru $\beta_0 = 100$ şi $V_A = 130$ V

$$V_{\text{Thev}} = \frac{\beta_0 r_o I_o}{2} = \frac{\beta_0 V_A}{2} = 6500 \text{ V} ; \tag{4.23}$$

la un curent de ieşire $I_o = 1$ mA se obţine o rezistenţă de ieşire

$$R_o = \frac{6500 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 6{,}5 \text{ M}\Omega . \tag{4.24}$$

În analiza surselor de curent Widlar şi cascodă s-au neglijat efectele date de rezistenţa r_μ. În timp ce pentru sursa de curent simplă această presupunere a fost uşor de justificat, în cazul acestor surse de impedanţă mai mare ea trebuie reexaminată. Rezistenţa colector-bază r_μ, rezultă din modularea curentului de recombinare în bază, consecinţă a efectului Early (vezi *Capitolul 1*). Pentru cazul unui tranzistor al cărui curent de bază este compus în intregime din curentul de recombinare în bază, variaţia procentuală a curentului de bază (datorită variaţiei tensiunii V_{CE} la V_{BE}=constant) va fi egală cu aceea a curentului de colector; ca urmare r_μ va fi legat de r_o printr-un factor β_0. În aceste condiţii efectul dat de r_μ ar consta în reducerea rezistenţei de ieşire a sursei de curent cascodă cu un factor de 2; sursa Widlar va fi mult mai puţin afectată.

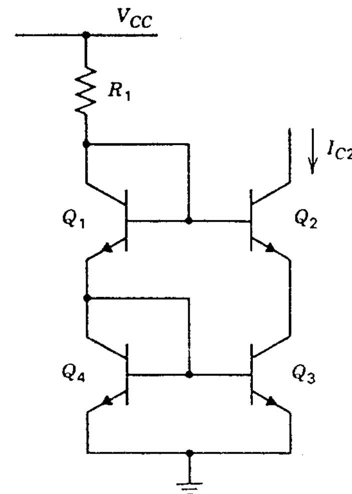


Fig. 4.9 Sursă de curent cascodă realizată cu tranzistoare bipolare.

Totuşi într-un tranzistor *npn*, real, de circuit integrat numai o foarte mică parte a curentului de bază rezultă din recombinarea în bază. Deoarece numai această componentă este modulată de efectul Early, valorile observate pentru r_μ sunt cu un factor de 10, sau mai mult, mai mari ca $\beta_0 r_o$. Aceasta înseamnă că în sursele de curent *npn* considerate [illegible] rezistenţei de reacţie este neglijabil.

[illegible] tranzistoarelor *pnp* laterale, rezistenţa de reacţie, r_μ, este mult mai mică decât [illegible] deoarece cea mai mare parte a curentului de bază rezultă prin re-[illegible] bază. Valoarea reală a acestei rezistenţe depinde de diferite variabile de proces [illegible] tranzistorului, valorile observate fiind în gama $(2 \div 5)\beta_0 r_o$. Ca urmare pentru [illegible] rezistenţei de reacţie poate fi semnificativ dacă baza tranzistorului [illegible] impedanţă incrementală mare.

[illegible] de rezistenţa r_μ trebuie luate în considerare în cazul surselor de curent [illegible] de ieşire mai mare ca $\beta_0 r_o$. Să observăm, de asemenea, că în toate [illegible] acum baza tranzistorului sursă de curent era legată la un punct de mică impedanţă, [illegible] variaţiile de curent prin r_μ nu modificau tensiunea V_{BE}. În cazul în care [illegible] impedanţă mare variaţiile curentului care curge prin r_μ trec în bază fiind amplificate de către tranzistor cu β, rezultă astfel variaţii mult mai mari ale curentului de ieşire, în comparaţie cu cazul în care baza se leagă la un punct de impedanţă mică.

Sursa de curent cascodă este larg utilizată şi în tehnologiile MOS. Un exemplu simplu este prezentat în fig. 4.10.

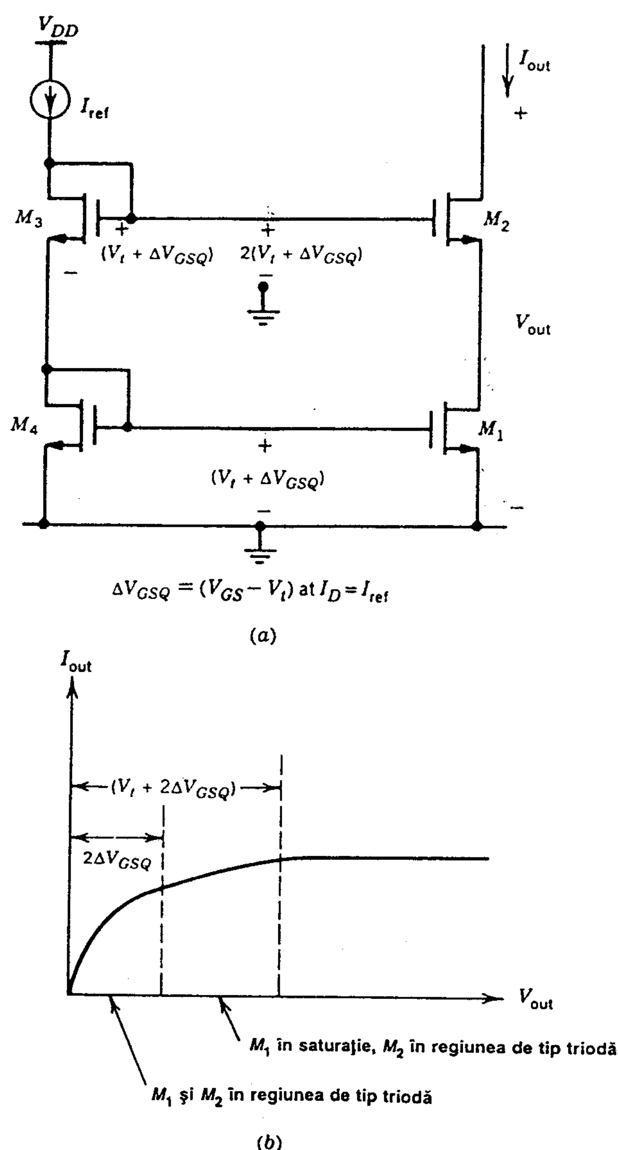


Fig. 4.10 (*a*) Sursa de curent cascodă care foloseşte tranzistoare MOS. (*b*) Caracteristicile I-V.

Expresia rezistenţei de ieşire de semnal mic se obţine folosind (3.59):

$$R_o = r_{o2}[1 + (g_{m2} + g_{mb2})r_{o1}] + r_{o1} \ . \qquad (4.25)$$

După cum s-a arătat anterior sursele de curent cascodă simple bipolare nu pot realiza o rezistenţă de ieşire mai mare decât $\beta_0 r_o/2$ din cauza efectului dat de curentul de bază în tranzistorul cascodă. Spre deosebire de cazul tranzistorului bipolar câştigul în curent al tranzistorului MOS este infinit, fiind posibilă astfel obţinerea cu cascoda MOS a unei rezistenţe de ieşire arbitrar de mari prin adăugarea în stiva cascodei a unui număr suficient de tranzistoare. O limitare este

introdusă de curentul rezidual de substrat al TECMOS (descris în *Secțiunea 1.11*) care crează un șunt rezistiv de la nodul de ieșire spre masă. Acest șunt poate domina valoarea rezistenței de ieșire[4] pentru valori moderate și mari ale tensiunii V_{out}.

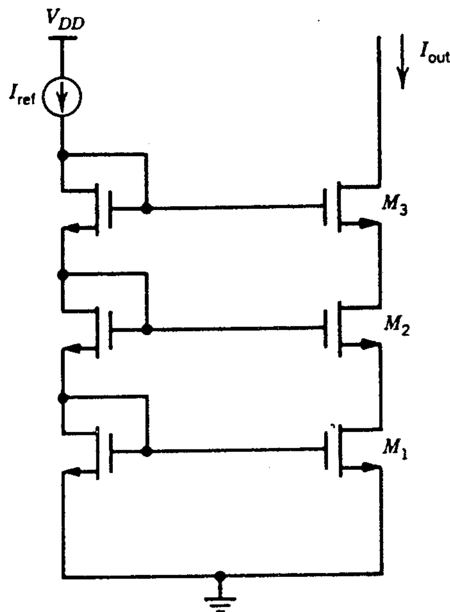


Fig. 4.11 Exemplu de sursă de curent cascodă triplă.

■ **EXEMPLU**

Să se determine tensiunea echivalentă în gol a cascodei triple din fig. 4.11. Pentru fiecare tranzistor se va presupune că valoarea tensiunii echivalente în gol este de 50 V și că $g_m r_o = 50$. Se va neglija efectul de substrat.

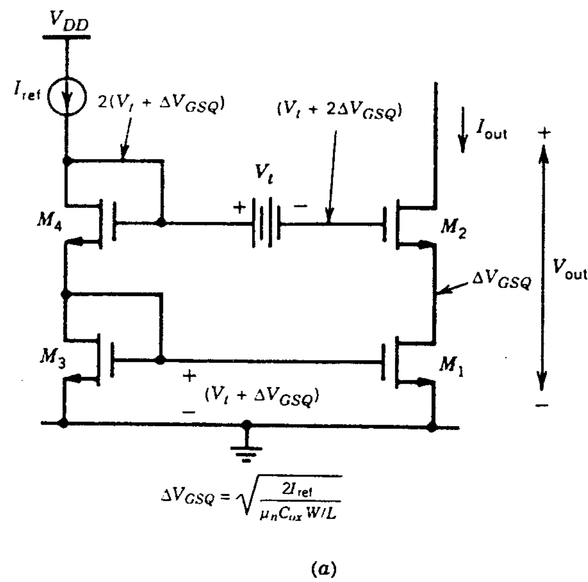
Fiecare etaj cascodă crește rezistența de ieșire cu un factor aproximativ egal cu $(1+g_m r_o)$. Deci tensiunea echivalentă în gol este:

$$V_{\text{Thev}} = (V_{\text{Thev}})_{M3}[1+g_{m3}r_{o3}(1+g_{m2}r_{o1})]$$
$$= 50\,\text{V}\times[1+50(1+50)] = 127.550\,\text{V}.$$

Din acest exemplu se constată că rezistența de ieșire este de ordinul a 10^{10} Ω pentru curenți de polarizare de ordinul a 10 μA. Diferite elemente parazite cum ar fi, de exemplu, rezistența determinată de curentul rezidual de substrat, pot fi comparabile ca valoare cu această rezistență de ieșire. ■

Un dezavantaj important al sursei de curent cascodă, în comparație cu sursa de curent simplă, este dat de valoarea mai mică a excursiei de tensiune în nodul de ieșire pentru care ambele tranzistoare sunt în regiunea de saturație. Această situație este o urmare a faptului că tranzistoarele sursă de curent și cascodă sunt stivuite. După cum rezultă din fig. 4.10 tensiunea minimă la ieșirea sursei de curent, astfel ca ambele tranzistoare să fie în saturație, este $(V_t+2\Delta V_{GSQ})$. Cu toate că ΔV_{GSQ} poate fi făcut mic folosind W mari și polarizând tranzistoarele la curenți mici termenul dat de tensiunea de prag contribuie semnificativ la scăderea excursiei de tensiune, în special în cazurile în care sursa de curent este utilizată ca element de sarcină în etajele de amplificare.

O tehnică mult mai bună de polarizare, care permite îmbunătățirea excursiei de tensiune la ieșire, constă în polarizarea tranzistorului M_1 (vezi fig. 4.10) la marginea regiunii de saturație, drena fiind mai negativă față de grilă cu o tensiune de prag. O soluție de principiu este descrisă în fig. 4.12*a* în care în serie cu grila tranzistorului M_2 s-a inserat un element de deplasare de nivel. O posibilitate de implementare a acestei scheme de polarizare este prezentată în fig. 4.12*b*; repetorul pe sursă M_5 a fost inserat pentru a se obține căderea de tensiune iar raportul W/L al lui M_4 a fost micșorat de patru ori pentru compensarea ΔV_{GSQ} a lui M_5. De fapt tranziția de la regiunea de tip triodă la cea de saturație a tranzistoarelor MOS este graduală astfel că deobicei este necesar să se mărească tensiunea de drenă a lui M_1 cu câteva sute de mV peste ΔV_{GSQ} pentru a realiza valoarea rezistenței incrementale de ieșire prezisă de (4.25).



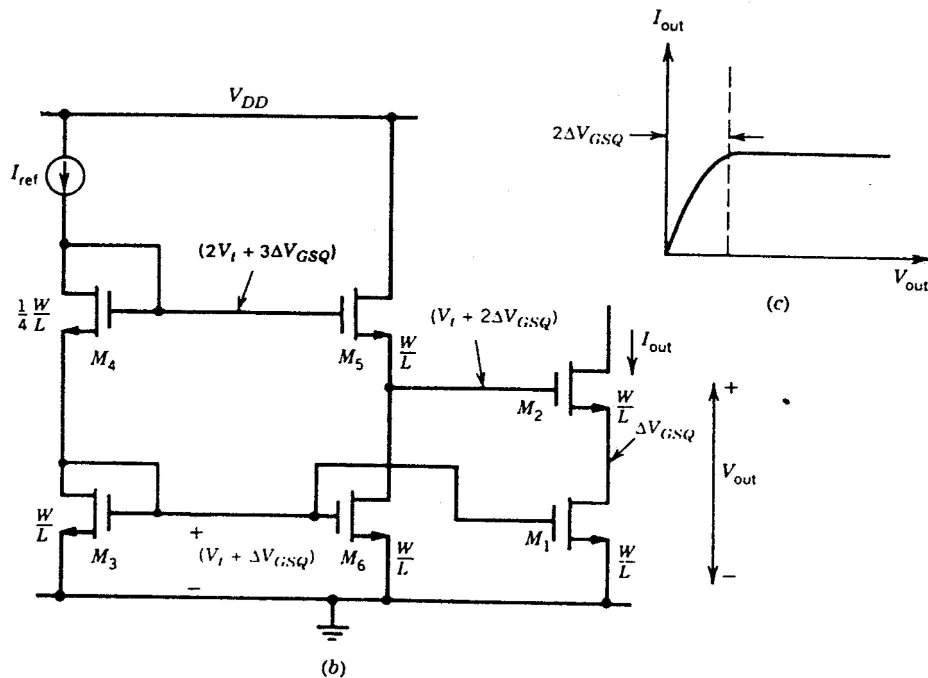


Fig. 4.12. (*a*) Sursa de curent cascodă MOS cu polarizare îmbunătăţită pentru obţinerea unei excursii maxime de tensiune la ieşire. (*b*) Implementarea practică. (*c*) Caracteristica I-V.

Acest tip de deplasare de nivel, folosit pentru mărirea excursiei tensiunii de la ieşirea surselor de curent cascodă, se poate aplica şi la circuitele bipolare.

4.2.4 Sursa de curent Wilson

O altă configuraţie de sursă de curent larg utilizată, care permite obţinerea de valori foarte mari pentru R_o, este sursa de curent Wilson[5], prezentată în fig. 4.13 în versiunea care foloseşte tranzistoare bipolare. De fapt este un circuit cu reacţie negativă (vezi *Capitolul 8*): reacţia prin tranzistorul Q_3 îl comandă pe Q_1 pentru a-i creşte rezistenţa de ieşire. În plus, se obţine un grad ridicat de compensare a erorii determinate de curentul de bază rezultând astfel un transfer precis de la I_{ref} la $I_o = I_{C2}$.

Dintr-un punct de vedere calitativ, se poate spune că diferenţa între curentul de referinţă şi curentul I_{C1} va curge în baza tranzistorului Q_2. Acest curent de bază multiplicat cu (β_F+1) trece prin tranzistorul conectat ca diodă Q_3, ceea ce face ca un curent de aceeaşi valoare să curgă prin tranzistorul Q_1. Se formează deci o buclă de reacţie care reglează valoarea curentului I_{C1} astfel încât să fie practic egală cu valoarea curentului de referinţă. Trebuie observat că tranzistoarele Q_1 şi Q_3 funcţionează la tensiuni colector-emitor care diferă doar prin căderea de tensiune pe o diodă şi că la variaţiile de tensiune de la bornele sursei de curent tensiunea colector-emitor a tranzistorului Q_3 nu se modifică. Ca urmare curentul de colector al tranzistorului Q_3 rămâne practic egal cu acela al tranzistorului Q_1, independent de valoarea tensiunii din colectorul tranzistorului Q_2. Acest fapt determină o valoare aproape constantă pentru curentul de colector al tranzistorului Q_2, rezultând o valoare mare a rezistenţei de ieşire.

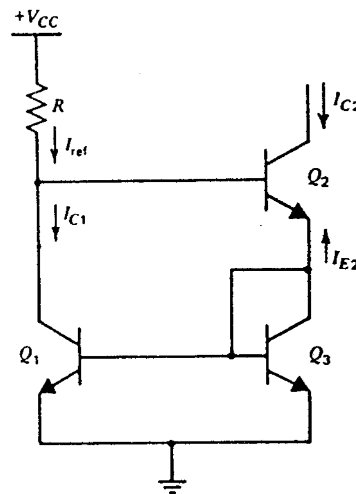


Fig. 4.13 Sursa de curent Wilson.

Pentru analiza de curent continuu vom presupune că $V_A = \infty$ şi că tranzistoarele sunt identice. Curentul de emitor al tranzistorului Q_2 este egal cu curentul de colector al tranzistorului Q_3 plus curenţii de bază ai tranzistoarelor Q_1 şi Q_3:

$$-I_{E2} = I_{C3} + I_{B3} + I_{B1} = I_{C3}\left(1 + \frac{1}{\beta_F}\right) + \frac{I_{C1}}{\beta_F} = \tag{4.26}$$

$$-I_{E2} = I_{C3}\left(1 + \frac{2}{\beta_F}\right) . \tag{4.27}$$

Din (4.27) se obţine curentul de colector al tranzistorului Q_2

$$I_{C2} = -I_{E2}\frac{\beta_F}{1+\beta_F} = I_{C3}\left(1 + \frac{2}{\beta_F}\right)\left(\frac{\beta_F}{1+\beta_F}\right) \tag{4.28}$$

care se scrie

$$I_{C3} = I_{C2}\frac{\beta_F + 1}{\beta_F + 2} . \qquad (4.29)$$

Făcând suma curenţilor în baza tranzistorului Q_2 se găseşte

$$I_{C1} = I_{ref} - \frac{I_{C2}}{\beta_F} . \qquad (4.30)$$

Deoarece în scrierea expresiei 4.26 am presupus că tranzistoarele sunt identice rezultă

$$I_{C1} = I_{C3} . \qquad (4.31)$$

Înlocuind (4.29) şi (4.30) în (4.31) se obţine

$$I_{C2} = I_{ref}\frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_F^2 + 2\beta_F}} . \qquad (4.32)$$

Deci curentul de ieşire şi curentul de referinţă diferă doar printr-un factor de ordinul $2/\beta_F^2$.

O analiză de semnal mic a circuitului, desfăşurată în acelaşi mod ca şi pentru sursa Wildar, neglijându-se r_μ, conduce la următoarele expresii pentru rezistenţa de ieşire şi tensiunea echivalentă Thévenin:

$$R_o \approx \frac{\beta_0 r_{o2}}{2} , \qquad (4.33a)$$

$$V_{Thev} \approx \frac{\beta_0 V_A}{2} \qquad (4.33b)$$

Sursele de curent Wilson sunt utilizate şi în tehnologiile MOS, un exemplu fiind dat în fig. 4.14. Funcţionarea circuitului este în esenţă identică cu aceea a versiunii bipolare în cazul în care β_F este infinit. Rezistenţa de ieşire de semnal mic presupunând că sursa I_{ref} introduce o încărcare rezistivă neglijabilă este dată de expresia:

$$R_o \approx (2 + g_{m1} r_{o3}) r_{o1} . \qquad (4.34)$$

În sursa de curent Wilson din fig. 4.14 tensiunea drenă-sursă de c.c. este mai mare pe tranzistorul M_3 decât pe tranzistorul M_2. În cazul unor tensiuni de prag mari aceasta conduce la o neîmperechere a curenţilor de drenă datorită valorii finite a rezistenţei de ieşire a tranzistoarelor. Problema se rezolvă prin adăugarea unui tranzistor conectat ca diodă M_4, care egalizează tensiunile drenă-sursă pe M_3 şi M_2 (vezi fig. 4.15). Aceeaşi tehnică — adăugarea unei diode suplimentare — se poate aplica si pentru sursa Wilson bipolară din fig. 4.13 îmbunătăţindu-se împerecherea şi precizia.

În analiza sursei de curent simplă şi a surselor de curent Wildar şi Wilson ne-am concentrat asupra problemei obţinerii valorii dorite a curentului de ieşire — care poate să fie mic — şi asupra problemei obţinerii unei valori mari a rezistenţei de ieşire a sursei de curent. Circuitul Wildar este util pentru realizarea de valori mici ale curenţilor de ieşire, iar circuitul Wilson pentru realizarea de valori mari ale impedanţei de ieşire şi a unei sensibilităţi mici faţă de curenţii de bază ai tranzistoarelor.

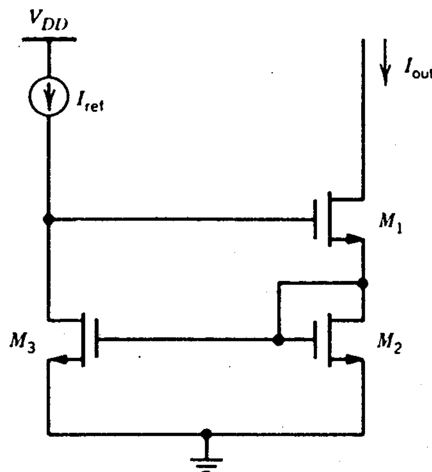


Fig. 4.14 Sursa de curent Wilson realizată cu TECMOS.

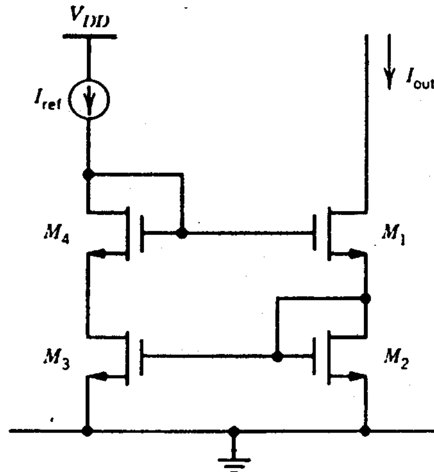


Fig. 4.15 Sursa de curent Wilson îmbunătăţită prin adăugarea unui tranzistor suplimentar astfel încât tensiunile de drenă ale M_2, M_3 sunt egale.

Problemele particulare de proiectare a circuitelor impun în mod frecvent şi controlul atent al altor aspecte legate de funcţionarea surselor de curent cu tranzistoare. De exemplu de multe ori este necesară generarea a doi curenţi ale căror valori trebuie să fie apropiate, cât se poate de precis. Posibilitatea de a realiza astfel de surse de curent împerecheate este de obicei limitată de neîmperecherile tranzistoarelor care compun circuitul. Această problemă este discutată mult mai pe larg în *Anexa A4.1* de la sfârşitul acestui capitol.

O a doua cerinţă întâlnită frecvent este aceea ca funcţionarea circuitului integrat să nu fie afectată de variaţiile — în interiorul unor limite specificate — a tensiunilor surselor de alimentare şi/sau ale temperaturii. Această cerinţă impune în general ca sursele de curent de polarizare din circuit să aibă curenţi de ieşire care să fie insensibili la variaţiile tensiunilor surselor de alimentare şi ale temperaturii. Proiectarea unor astfel de circuite de polarizare care realizează aceste obiective este discutată în *Anexele A4.2* şi *A4.3* de la sfârşitul acestui capitol.

4.3 SURSELE DE CURENT CA SARCINI ACTIVE

În amplificatoarele diferenţiale convenţionale, de tipul discutat în *Capitolul 3*, ca element de sarcină în colector se foloseau rezistoare (vezi fig. 3.37). Pentru acest circuit câştigul în tensiune este dat de:

$$A_{dm} = -g_m R_C = -\frac{I_C R_C}{V_T} . \tag{4.35}$$

Pentru a se obţine o valoare mare a câştigului în tensiune, produsul $I_C R_C$ trebuie să fie mare, fapt care reclamă atât o tensiune de alimentare mare cât şi o valoare mare a rezistenţei. De exemplu, un câştig în tensiune de 500 impune ca $I_C R_C = 13$ V şi dacă, $I_C = 100$ μA, R_C va avea o valoare de 130 kΩ. În aceast caz pentru o alimentare de 15 V gama tensiunii de mod comun de la intrare pentru care tranzistoarele rămân nesaturate va fi foarte restrânsă. În plus

cele două rezistoare vor consuma o parte foarte mare din aria cipului. După cum se va arăta în *Capitolul 9*, un obiectiv important al proiectării amplificatorului cu reacţie este dat de realizarea valorii cerute a câştigului în tensiune utilizând un număr cât mai mic posibil de etaje. Folosirea rezistenţei r_o a tranzistoarelor *pnp* ca element de sarcină permite obţinerea de valori mari ale câştigului în tensiune fără a mai fi necesare tensiuni mari de alimentare[6]. Deoarece elementul de sarcină într-un astfel de circuit este un tranzistor *pnp*, şi nu un rezistor, sarcina din colector se numeşte *activă*.

4.3.1 Amplificatorul cu emitorul comun cu sarcină activă

În fig. 4.16 se indică schema de principiu a unui amplificator cu emitorul comun cu sarcină activă. Vom începe cu analiza comportării acestui circuit, în curent continuu la semnal mare. Caracteristica I-V a sursei de curent cu tranzistoare *pnp* este indicată în fig. 4.17*a*. Vom nota această caracteristică

$$I_{c2} = I_{c2}(V_{ce2}, V_{BE2})$$

unde V_{BE2} este tensiunea bază-emitor în curent continuu a tranzistorului Q_2. Caracteristicile de colector pentru tranzistorul *npn* — cu V_{BE} ca parametru — sunt date în fig. 4.17*b*. Pentru circuitul cu sarcină activă

$$I_{c1} = -I_{c2} , \tag{4.36}$$

$$V_{ce2} = -V_{CC} + V_{ce1} . \tag{4.37a}$$

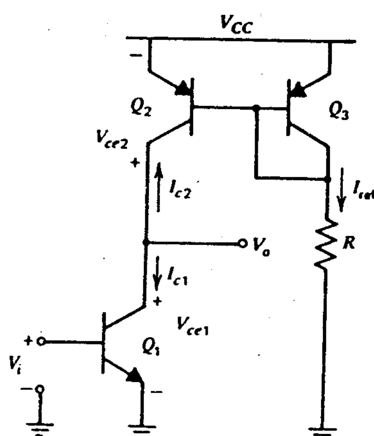


Fig. 4.16 Amplificatorul cu emitorul comun cu sarcină activă.

Utilizarea acestor relaţii ne permite să suprapunem caracteristica I-V a sarcinii active *pnp* pe caracteristicile de colector ale tranzistorului *npn*. Caracteristica I-V a tranzistorului sarcină impune ca I_{c1}, curentul de colector al tranzistorului Q_1, şi V_{ce1}, tensiunea colector-emitor a aceluiaşi tranzistor să fie legate între ele prin relaţia

$$I_{c1} = -I_{c2}(V_{ce2}, V_{BE2}) \tag{4.37b}$$

Folosind (4.37a) se obţine

$$I_{c1} = -I_{c2}[(-V_{CC} + V_{ce1}), V_{BE2}] . \tag{4.37c}$$

Deci, în concordanţă cu (4.37c), curba de sarcină va avea forma caracteristicii curentului de colector din fig. 4.17*a*, curba fiind însă oglindită faţă de axa orizontală şi deplasată spre dreapta cu o mărime egală cu V_{CC}. Curba de sarcină care rezultă este indicată în fig. 4.17*c*.

Acum putem trece la discutarea caracteristicii de curent continuu a circuitului. Să presupunem că iniţial V_i=0. Tranzistorul *npn* este blocat, iar tranzistorul *pnp* saturat, situaţie care corespunde punctului 1 din fig. 4.17*c*. Odată cu creşterea tensiunii V_i, tranzistorul *npn* începe să conducă, dar tranzistorul *npn* rămâne saturat până când se atinge starea din punctul 2. Aici tranzistorul *pnp* iese din saturaţie, şi o creştere ulterioară mică a tensiunii V_i mută rapid punctul de funcţionare, prin 3, spre 4 unde tranzistorul *npn* este saturat.

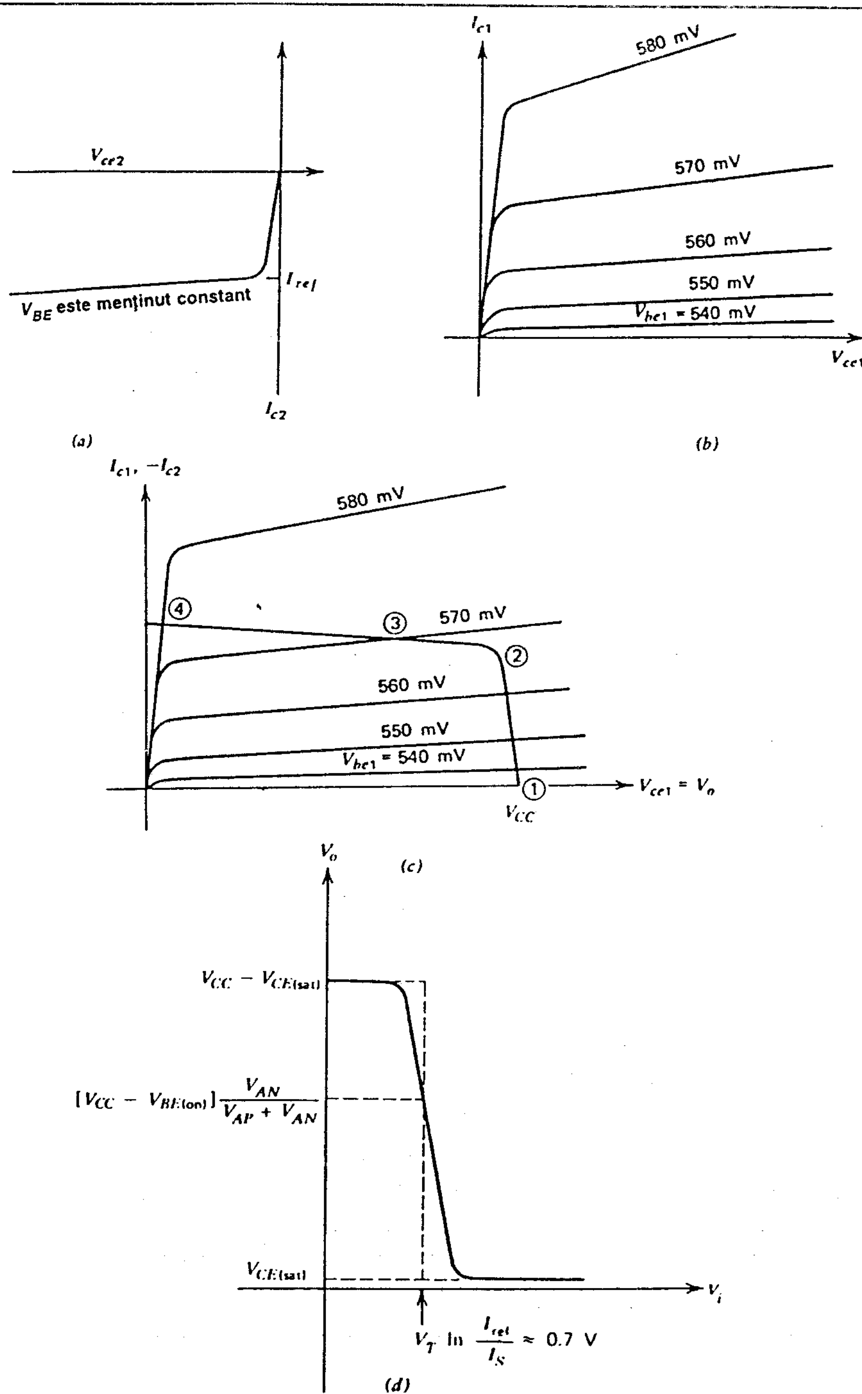


Fig. 4.17 (*a*) Caracteristica I-V a tranzistorului *pnp* sarcină activă. (*b*) Caracteristicile de colector ale tranzistorului *npn*. (*c*) Caracteristicile de colector ale tranzistorului *npn* peste care s-a suprapus caracteristica I-V a sarcinii active *pnp*. (*d*) Caracteristica de transfer în curent continuu a amplificatorului cu emitorul comun cu sarcină activă.

Variaţia tensiunii V_i, necesară pentru deplasarea din punctul 2 în punctul 4 este de numai câţiva mV din cauza înclinării foarte mici a caracteristicilor de colector. Curba de transfer (V_o în funcţie de V_i) este schiţată în fig. 4.17*d*.

Caracteristica de transfer pentru partea dintre punctele 2 şi 4 în care ambele tranzistoare sunt în regiunea activă directă, poate fi exprimată analitic prin utilizarea pentru tranzistoare a modelelor de curent continuu de semnal mare discutate în *Capitolul 1*. Pentru tranzistorul *npn* Q_1, din fig. 4.16, se poate scrie

$$I_{c1} = I_{S1}\left[\exp\frac{V_i}{V_T}\right]\left[1+\frac{V_{ce1}}{V_{AN}}\right] \tag{4.38}$$

unde V_{AN} este tensiunea Early a tranzistorului *npn*. Pentru tranzistorul *pnp* Q_2

$$I_{c2} = -I_{S2}\left[\exp\frac{|V_{BE2}|}{V_T}\right]\left[1+\frac{|V_{ce2}|}{V_{AP}}\right] \tag{4.39}$$

unde V_{AP} este tensiunea Early a tranzistorului *pnp*. Deoarece tranzistorul Q_3 este conectat ca diodă, tensiunea sa colector-emitor V_{CE} este egală cu $V_{BE(\text{on})}$ obţinându-se

$$I_{\text{ref}} \simeq -I_{c3} = I_{S2}\left[\exp\frac{|V_{BE3}|}{V_T}\right]\left[1+\frac{V_{BE(\text{on})}}{V_{AP}}\right] \tag{4.40}$$

dacă se presupune $\beta_F \gg 1$. Deoarece $V_{BE2}=V_{BE3}$, din relaţiile 4.39 şi 4.40 se găseşte

$$I_{C2} = -I_{\text{ref}}\frac{1+\dfrac{|V_{ce2}|}{V_{AP}}}{1+\dfrac{V_{BE(\text{on})}}{V_{AP}}}\ . \tag{4.41}$$

Curenţii I_{c1} şi I_{c2} trebuie să aibă valori egale; din (4.38) şi (4.41) se obţine:

$$I_{S1}\left[\exp\frac{V_i}{V_T}\right]\left[1+\frac{V_{ce1}}{V_{AN}}\right] = I_{\text{ref}}\frac{1+\dfrac{|V_{ce2}|}{V_{AP}}}{1+\dfrac{V_{BE(\text{on})}}{V_{AP}}}\ . \tag{4.42}$$

Tensiunea de la ieşire, V_o, este legată de tensiunile colector-emitor prin relaţiile

$$V_{ce1} = V_o\ , \tag{4.43}$$

$$|V_{ce2}| = V_{CC} - V_o \tag{4.44}$$

deci

$$I_{S1}\left[\exp\frac{V_i}{V_T}\right]\left[1+\frac{V_o}{V_{AN}}\right] = I_{\text{ref}}\frac{1+\dfrac{V_{CC}-V_o}{V_{AP}}}{1+\dfrac{V_{BE(\text{on})}}{V_{AP}}} \tag{4.45}$$

şi rezultă

$$I_{S1}\exp\frac{V_i}{V_T}=I_{\text{ref}}\frac{1+\dfrac{V_{CC}-V_o}{V_{AP}}}{\left[1+\dfrac{V_{be(\text{on})}}{V_{AP}}\right]\left[1+\dfrac{V_o}{V_{AN}}\right]}\,. \tag{4.46}$$

Vom face acum presupunerea că mărimile $(V_{CC}-V_o)/V_{AP}$, $V_{BE(\text{on})}/V_{AP}$ şi V_o/V_{AN} sunt mult subunitare. Folosind aproximaţiile

$$\frac{1}{1+x}\approx 1-x \qquad (x\ll 1) \tag{4.47}$$

şi

$$(1+x)(1+y)\approx 1+x+y \qquad (x,y\ll 1) \tag{4.48}$$

expresia 4.46 se poate simplifica astfel:

$$I_{S1}\exp\frac{V_i}{V_T}=I_{\text{ref}}\left[1+\frac{V_{CC}}{V_{AP}}-V_o\left[\frac{1}{V_{AP}}+\frac{1}{V_{AN}}\right]-\frac{V_{BE(\text{on})}}{V_{AP}}\right]\,. \tag{4.49}$$

Rezolvarea acestei ecuaţii conduce la următoarea expresie pentru V_o:

$$V_o=[V_{CC}-V_{BE(\text{on})}]\frac{V_{AN}}{V_{AN}+V_{AP}}+V_{A(\text{ef})}\left[1-\frac{I_{S1}\exp\dfrac{V_i}{V_T}}{I_{\text{ref}}}\right] \tag{4.50}$$

unde

$$V_{A(\text{ef})}=\frac{V_{AN}V_{AP}}{V_{AN}+V_{AP}} \tag{4.51}$$

este tensiunea Early efectivă.

Primul termen din (4.50) este constant, iar al doilea este o funcţie de tensiunea V_i. Expresia 4.50 este valabilă dacă

$$V_{CC}-V_{CE(\text{sat})}>V_o>V_{CE(\text{sat})}\,. \tag{4.52}$$

Caracteristica de transfer între punctele *2* şi *4* este de fapt o mică porţiune a unei caracteristici exponenţiale. Să observăm că atunci când în (4.50)

$$\frac{I_{S1}\exp\dfrac{V_i}{V_T}}{I_{\text{ref}}}=1 \tag{4.53}$$

tensiunea de la ieşire are valoarea

$$V_o=[V_{CC}-V_{BE(\text{on})}]\frac{V_{AN}}{V_{AN}+V_{AP}} \tag{4.54}$$

după cum se arată în fig. 4.17*d*. În acest caz tensiunea de la ieşire are o valoare cuprinsă între

V_{CC} şi masă, dictată de relaţia particulară care există între valorile tensiunilor Early V_{AN} şi V_{AP}. Dacă cele două tensiuni ar fi egale atunci tensiunea de la ieşire ar fi de, aproximativ, jumătate din V_{CC}. Din (4.53) valoarea tensiunii V_i în acest punct este $V_T \ln(I_{ref}/I_{S1})$, care este acea valoare care produce prin colectorul tranzistorului Q_1 un curent I_{ref}, dacă tensiunea V_{CE1} ar fi foarte mică.

Deşi pentru a determina câştigul în tensiune şi rezistenţa de ieşire a acestui circuit vom face o analiză separată de semnal mic valoarea câştigului în tensiune, de semnal mic, se poate determina acum direct prin diferenţierea relaţiei 4.50:

$$A_v = \frac{\mathrm{d}V_o}{\mathrm{d}V_i} = -\frac{V_{A(ef)}}{V_T}\left[\frac{I_{S1}\exp\dfrac{V_i}{V_T}}{I_{ref}}\right] . \tag{4.55}$$

Considerând cazul în care termenul din paranteze este unitar, câştigul de semnal mic este

$$A_v = -\frac{V_{A(ef)}}{V_T} = -\frac{V_{AN}V_{AP}}{V_{AN}+V_{AP}}\frac{1}{V_T} \tag{4.56}$$

expresie care se poate scrie

$$A_v = \frac{-1}{\dfrac{V_T}{V_{AN}}+\dfrac{V_T}{V_{AP}}} = \frac{-1}{\eta_{npn}+\eta_{pnp}} ; \tag{4.57}$$

(s-a utilizat relaţia $\eta = V_T/V_A$ care rezultă direct din (1.114)). Câştigul în tensiune este deci egal cu inversul sumei celor doi factori Early.

În continuare vom trece la calculul câştigului în tensiune pe baza unei analize de semnal mic. Pentru funcţionarea de semnal mic a acestui circuit caracteristicile de interes, esenţiale, sunt câştigul şi rezistenţa de ieşire atunci când ambele tranzistoare sunt în regiunea activă directă. Circuitul echivalent de semnal mic este indicat în fig. 4.18. Din examinarea figurii este evident că fără sarcină la ieşire

$$A_v = -g_{m1}(r_{o1}\,\|\,r_{o2}) = \frac{-g_{m1}}{\dfrac{1}{r_{o1}}+\dfrac{1}{r_{o2}}} = \frac{-g_{m1}}{\eta_{npn}g_{m1}+\eta_{pnp}g_{m2}} . \tag{4.58}$$

Deoarece cele două tranzistoare funcţionează la acelaşi curent de colector, $g_{m1} = g_{m2}$, şi se obţine

$$A_v = \frac{-1}{\eta_{npn}+\eta_{pnp}} . \tag{4.59}$$

Această expresie a câştigului în tensiune este identică cu aceea găsită prin diferenţierea relaţiei 4.50. Valorile tipice ale câştigului în tensiune se plasează în gama 1000—2000; se observă că etajele cu sarcină activă asigură valori mari ale câştigului în tensiune.

Din examinarea circuitului de semnal mic, rezultă că rezistenţa care se vede privind în ieşire este chiar combinaţia paralel a rezistenţelor de ieşire ale celor două tranzistoare:

$$R_o = r_{onpn}\,\|\,r_{opnp} . \tag{4.60}$$

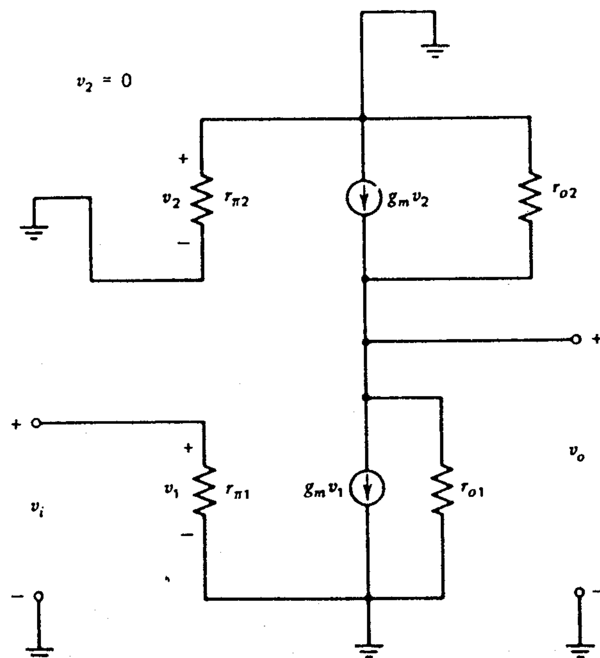


Fig. 4.18 Circuitul echivalent de semnal mic al amplificatorului cu emitorul comun cu sarcină activă.

■ **EXEMPLU**

Să se determine câştigul în tensiune al circuitului din fig. 4.18 atunci când ambele tranzistoare sunt în regiunea activă directă. Se cunosc: $\eta_{pnp}=5\times10^{-4}$, $\eta_{pnp}=2\times10^{-4}$.

$$A_v = \frac{-1}{5\times10^{-4}+2\times10^{-4}} = -1{,}4\times10^3 .$$

4.3.2 Perechea cu cuplaj în emitoare, cu sarcină activă

Aplicarea directă a conceptului de sarcină activă la perechea cu cuplaj în emitoare conduce la circuitul prezentat în fig. 4.19*a*. Observând că semicircuitul de mod diferenţial pentru această pereche cu cuplaj în emitor este identic cu acela al amplificatorului cu emitorul comun din fig. 4.16, rezultă că valoarea câştigului în tensiune, de mod diferenţial, este într-adevăr foarte mare. Totuşi, circuitul, aşa cum este, are neajunsul că valoarea tensiunii de mod comun de la ieşire în punctul static de funcţionare este foarte sensibilă faţă de valoarea sursei de curent de polarizare din emitor şi de valoarea surselor de curent — sarcini active. Acest fapt este ilustrat mai clar de semicircuitul de mod comun, valabil în curent continuu, din fig. 4.19*b*. În semicircuitul de mod comun combinaţia de tranzistoare Q_1, Q_6 şi jumătate din Q_7 formează o sursă de curent cascodă, care este conectată la sursa de curent *pnp*, Q_3—Q_5.

Acest circuit îl reaminteşte pe acela al amplificatorului cu emitorul comun cu sarcină activă, excepţie făcând tranzistorul cascodă Q_1, introdus în serie cu tranzistorul cu emitorul

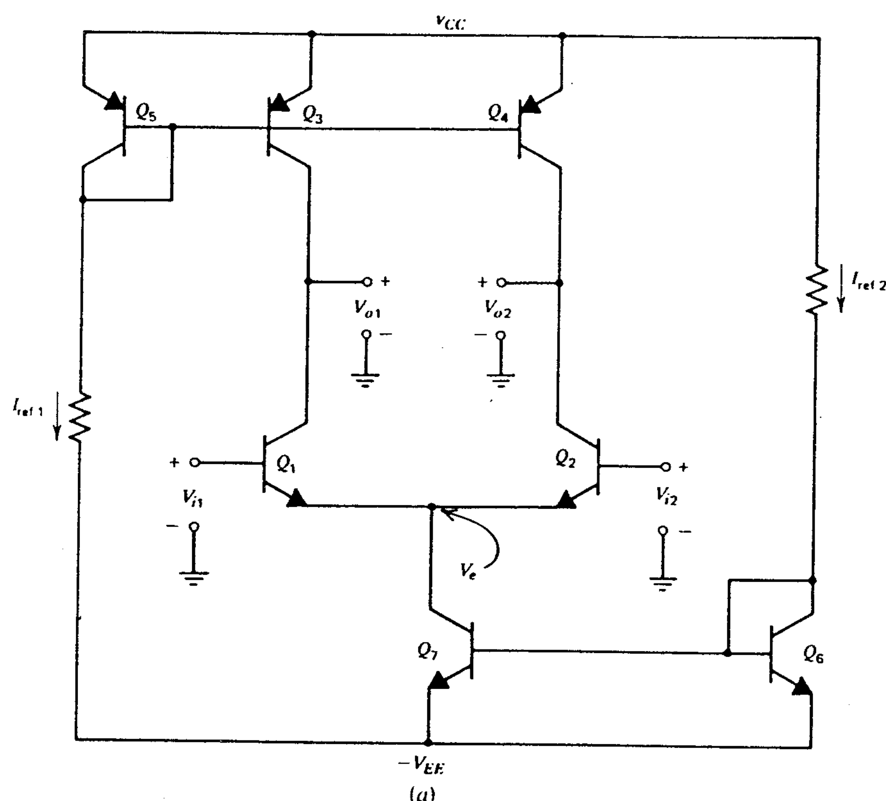


Fig. 4.19*a* Perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă.

comun Q_7. Ca şi în cazul amplificatorului cu emitorul comun cu sarcină activă tensiunea de ieşire, V_{oc}, este foarte sensibilă faţă de tensiunea din baza tranzistorului Q_6, care este influenţată de curentul de referinţă I_{ref2}. De exemplu, o analiză detaliată arată că pentru o diferenţă de 4% între cei doi curenţi de referinţă I_{ref1} şi I_{ref2}, tensiunea de la ieşire V_{oc} se modifică faţă de valoarea nominală cu 2 V. Aceeaşi modificare rezultă şi dintr-o neîmperechere de 1 mV între tranzistoarele Q_6 şi Q_7. În concluzie, pentru acest circuit, tensiunea de mod comun în curent continuu este foarte sensibilă faţă de neîmperecherea şi variaţia componentelor, circuitul fiind neconvenabil din punct de vedere al stabilităţii punctului static de funcţionare.

O altă abordare, indicată în fig. 4.20, constă în a controla sursa de curent sarcină activă cu curentul de colector al unei părţi din perechea cu cuplaj în emitor. Acest circuit nu numai că elimină problemele legate de modul comun, dar asigură şi o ieşire nesimetrică cu o rejecţie a semnalelor de mod comun mult mai bună decât aceea dată de perechea cu cuplaj în emitoare standard, cu sarcină rezistivă, la care ieşirea se ia dintr-un colector. În continuare vom analiza atât comportarea de semnal mare cât şi cea de semnal mic a acestui circuit.

Pentru a obţine o imagine intuitivă asupra funcţionării acestui circuit, îi vom analiza pentru început comportarea de semnal mare în condiţiile presupunerii nerealiste că terminalul de ieşire este conectat la o sursă de tensiune (vezi fig. 4.21), astfel că rezistenţa de sarcină este zero. Cum acest circuit este utilizat în primul rând pentru a se obţine un câştig în tensiune mare, desigur că în realitate el nu lucrează având ca sarcină un scurtcircuit în curent continuu.

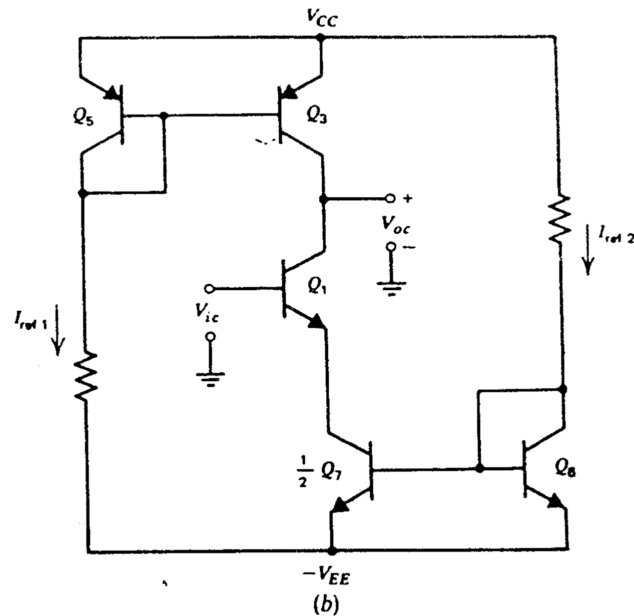


Fig. 4.19*b* Semicircuitul de mod comun pentru perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă.

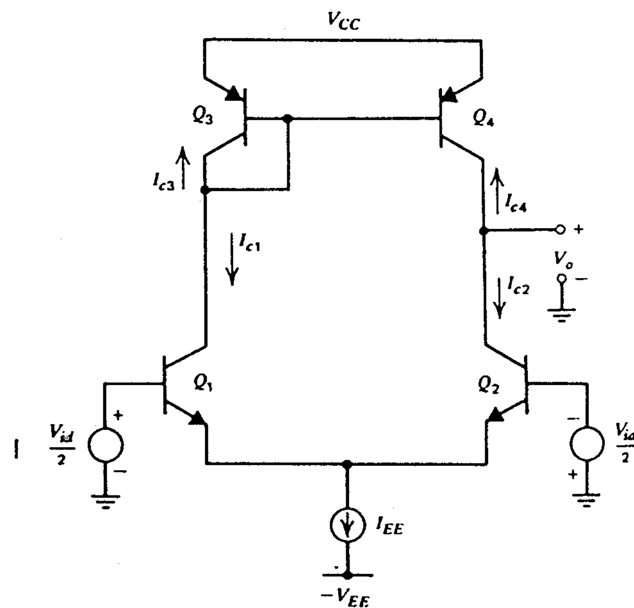


Fig. 4.20 Perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă modificată.

Totuşi o analiză a dependenţei curentului de scurtcircuit la ieşire de tensiunea de la intrare ne oferă un bun punct de plecare pentru înţelegerea funcţionării circuitului. Deoarece rezistenţa de sarcină este nulă, rezistenţele de ieşire ale tranzistoarelor Q_2 şi Q_4 au un efect minor asupra

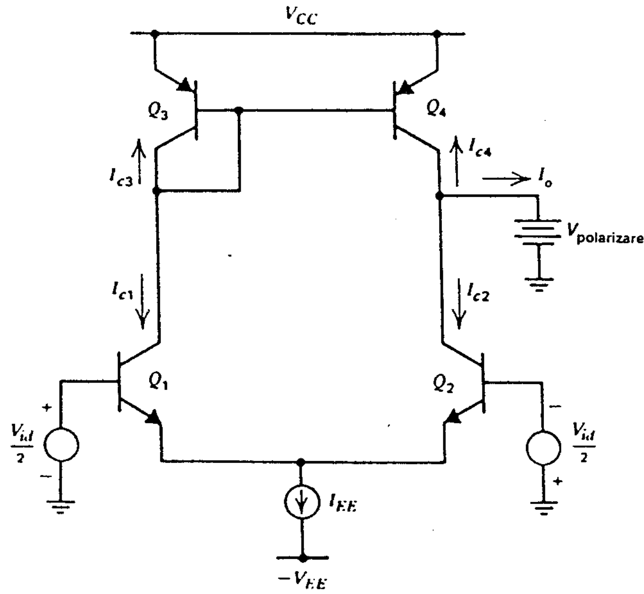


Fig. 4.21 Etaj cu sarcină activă cu ieşirea conectată la o sursă de tensiune.

curentului de la ieşire astfel că iniţial le vom neglija, la fel ca şi pe r_{o1} şi r_{o3}. De asemenea, vom neglija curentul de bază al tranzistoarelor *pnp* şi vom presupune că tranzistoarele sunt identice. Folosind rezultatele din *Capitolul 3* se obţine:

$$I_{c1} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + \exp\left(-\frac{V_{id}}{V_T}\right)} , \tag{4.61}$$

$$I_{c2} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right)} . \tag{4.62}$$

Tranzistoarele Q_3 şi Q_4 sunt identice, deci:

$$I_{c3} = I_{c4} = -I_{c1} . \tag{4.63}$$

Curentul de ieşire este dat de relaţia

$$I_o = -I_{c4} - I_{c2} = I_{c1} - I_{c2} \tag{4.64}$$

în care înlocuind (4.61) şi (4.62) se obţine

$$I_o = \alpha_F I_{EE} \tanh\left(\frac{V_{id}}{2V_T}\right) . \tag{4.65}$$

Această caracteristică de transfer este indicată în fig. 4.22. Se observă că I_o=0 atunci când V_{id}=0; rezultă că dacă se ia ca mărime de ieşire curentul, circuitul va avea în mod natural

tensiunea de ofset la intrare nulă. Circuitul este capabil atât să absoarbă cât şi să livreze curent sarcinii ataşate la ieşire. Atunci când ieşirea este în scurtcircuit curentul de ieşire variază între $+I_{EE}$ şi $-I_{EE}$ corespunzător variaţiei V_{id} pe un interval de câteva sute de mV. Deşi ulterior vom face o analiză de semnal mic separată, vom calcula acum transconductanţa circuitului în condiţii de scurtcircuit, folosind rezultatele obţinute anterior, prin diferenţierea relaţiei 4.65:

$$G_m = \frac{dI_o}{dV_{id}} = \frac{\alpha_F I_{EE}}{2V_T} \operatorname{sech}^2 \frac{V_{id}}{2V_T} . \qquad (4.66)$$

Pentru cazul $V_{id}=0$ se găseşte că

$$G_m = \frac{\alpha_F I_{EE}}{2V_T} = \frac{\alpha_F I_C}{V_T} \approx g_m \qquad (4.67)$$

transconductanţa circuitului fiind identică cu aceea a fiecărui tranzistor.

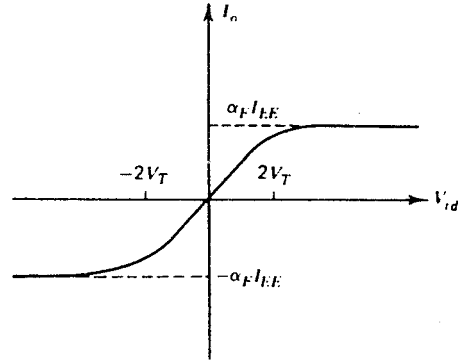


Fig. 4.22 Caracteristica de transfer în scurtcircuit, de curent continuu a perechii cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă.

În continuare vom considera comportarea de semnal mare a circuitului, în configuraţia mult mai convenabilă din fig. 4.20 (cazul în care la ieşire nu este conectată nici o sarcină), calculând tensiunea de la ieşire V_o, în funcţie de tensiunea V_{id}. Calitativ, ne aşteptăm ca valoarea câştigului în tensiune să fie mare atunci când toate cele patru tranzistoare sunt în regiunea activă directă. În această analiză vom neglija curenţii de bază, dar vom ţine cont de rezistenţa de ieşire finită a tranzistoarelor. Pentru cele patru tranzistoare se poate scrie:

$$I_{c1} = I_S \left(\exp \frac{V_{be1}}{V_T} \right) \left(1 + \frac{V_{ce1}}{V_{AN}} \right) , \qquad (4.68)$$

$$I_{c2} = I_S \left(\exp \frac{V_{be2}}{V_T} \right) \left(1 + \frac{V_{ce2}}{V_{AN}} \right) , \qquad (4.69)$$

$$I_{c3} = -I_S \left(\exp \left| \frac{V_{be3}}{V_T} \right| \right) \left(1 + \left| \frac{V_{ce3}}{V_{AP}} \right| \right) , \qquad (4.70)$$

$$I_{c4} = -I_S \left(\exp \left| \frac{V_{be4}}{V_T} \right| \right) \left(1 + \left| \frac{V_{ce4}}{V_{AP}} \right| \right) \qquad (4.71)$$

unde V_{AN} este tensiunea Early a tranzistoarelor *npn*, iar V_{AP} tensiunea Early a tranzistoarelor *pnp*. Vom presupune că potenţialul de curent continuu al bazelor tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 este aproximativ nul, astfel că pentru tranzistorul Q_1

$$V_{ce1} = V_{CC} + V_{be3} + V_{be1} \approx V_{CC} \qquad (4.72)$$

deoarece $V_{be3} \approx -V_{be1}$.

Pentru tranzistorul Q_3 care este conectat ca diodă

$$V_{ce3} = -V_{BE(on)} . \tag{4.73}$$

Scriind suma tensiunilor pe ochiul care conţine joncţiunile bază-emitor ale tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 se obţine:

$$V_{id} = V_{be1} - V_{be2} . \tag{4.74}$$

Inversând (4.68) şi (4.69) şi înlocuind apoi în (4.74) rezultă

$$V_{id} = V_T \ln \frac{I_{c1}\left(1 + \dfrac{V_{ce2}}{V_{AN}}\right)}{I_{c2}\left(1 + \dfrac{V_{CC}}{V_{AN}}\right)} \tag{4.75}$$

unde pentru V_{ce1} s-a folosit (4.72). Tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor Q_3 şi Q_4 sunt aceleaşi astfel că din (4.70) şi (4.71) rezultă

$$\frac{I_{c4}}{I_{c3}} = \frac{1 + \left|\dfrac{V_{ce4}}{V_{AP}}\right|}{1 + \left|\dfrac{V_{BE(on)}}{V_{AP}}\right|} \tag{4.76}$$

unde pentru V_{ce3} s-a folosit (4.74). Dacă neglijăm curenţii de bază, atunci curenţii I_{c1} şi I_{c3}, respectiv I_{c2} şi I_{c4} sunt egali; ca urmare (4.76) se poate scrie astfel:

$$\frac{I_{c2}}{I_{c1}} = \frac{1 + \left|\dfrac{V_{ce4}}{V_{AP}}\right|}{1 + \left|\dfrac{V_{BE(on)}}{V_{AP}}\right|} . \tag{4.77}$$

Înlocuind acest raport în (4.75) se obţine:

$$V_{id} = V_T \ln \left[\frac{1 + \dfrac{V_{BE(on)}}{V_{AP}}}{1 + \dfrac{|V_{ce4}|}{V_{AP}}} \; \frac{1 + \dfrac{V_{ce2}}{V_{AN}}}{1 + \dfrac{V_{CC}}{V_{AN}}} \right] . \tag{4.78}$$

Exprimând tensiunile colector-emitor în funcţie de tensiunea de ieşire

$$V_{ce2} = V_o + V_{BE2(on)} , \tag{4.79}$$

$$V_{ce4} = V_o - V_{CC} \tag{4.80}$$

şi deoarece

$$|V_{ce4}| = V_{CC} - V_o \tag{4.81}$$

după înlocuirea acestor relații în (4.78) se obține:

$$V_{id} = V_T \ln \frac{\left[1 + \frac{V_{BE(on)}}{V_{AP}}\right]\left[1 + \frac{V_{BE(on)}}{V_{AN}} + \frac{V_o}{V_{AN}}\right]}{\left[1 + \frac{V_{CC}}{V_{AN}}\right]\left[1 + \frac{V_{CC}}{V_{AP}} - \frac{V_o}{V_{AP}}\right]} . \tag{4.82}$$

Vom face acum presupunerea că mărimile $V_{BE(on)}/V_{AP}$, $V_{BE(on)}/V_{AN}$, V_{CC}/V_{AP}, V_{CC}/V_{AN}, V_o/V_{AN} și V_o/V_{AP} sunt mult mai mici ca unitatea. În acest caz prin utilizarea aproximațiilor

$$\frac{1}{1+x} \approx 1 - x \qquad (x \ll 1) , \tag{4.83}$$

$$(1+x)(1+y) \approx 1 + x + y \qquad (x,y \ll 1) \tag{4.84}$$

expresia 4.82 se poate simplifica rezultând:

$$V_{id} = V_T \ln \frac{1 + \left[\frac{V_o - V_{CC} + V_{BE(on)}}{V_{AN}}\right]}{1 - \left[\frac{V_o - V_{CC} + V_{BE(on)}}{V_{AP}}\right]} . \tag{4.85}$$

Aplicând exponențiala ambelor părți se obține:

$$\left[1 - \frac{V_o - V_{CC} + V_{BE(on)}}{V_{AP}}\right]\left[\exp \frac{V_{id}}{V_T}\right] = 1 + \frac{V_o - V_{CC} + V_{BE(on)}}{V_{AN}} . \tag{4.86}$$

Rezolvând această ecuație pentru $[V_o - V_{CC} + V_{BE(on)}]$ se găsește

$$V_o - V_{CC} + V_{BE(on)} = \frac{\exp \frac{V_{id}}{V_T} - 1}{\frac{1}{V_{AP}} \exp \frac{V_{id}}{V_T} + \frac{1}{V_{AN}}} . \tag{4.87}$$

În continuare înmulțim numărătorul și numitorul cu $V_{AP} V_{AN} \exp(-V_{id}/2V_T)$:

$$V_o - V_{CC} + V_{BE(on)} = \frac{V_{AN} V_{AP}\left[\exp \frac{V_{id}}{2V_T} - \exp \frac{-V_{id}}{2V_T}\right]}{V_{AN} \exp \frac{V_{id}}{2V_T} + V_{AP} \exp \frac{-V_{id}}{2V_T}} . \tag{4.88}$$

Această expresie se poate simplifica prin utilizarea identităților

$$\exp x - \exp(-x) = 2\sinh x ,$$

$$a\exp x + b\exp(-x) = (a - b)\sinh x + (a + b)\cosh x ,$$

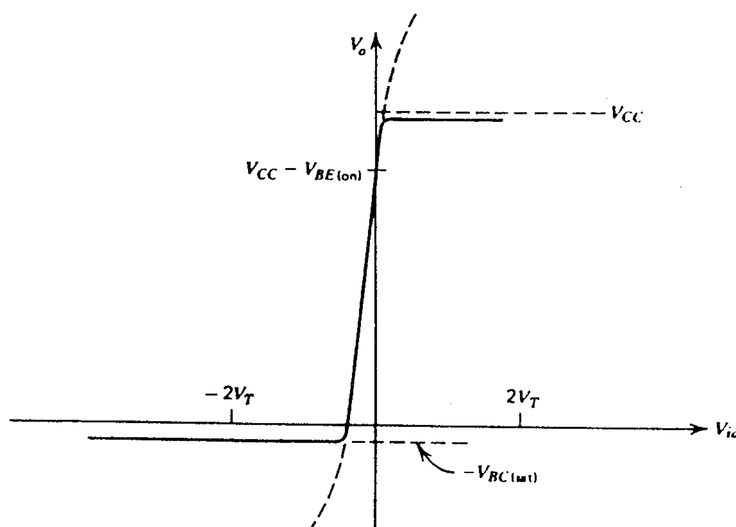


Fig. 4.23 Tensiunea de la ieşire în funcţie de tensiunea de la intrare pentru o pereche cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă. Porţiunea care se observă de fapt (linia plină) este numai o mică parte a caracteristicii de transfer (tanh) calculate. Pentru tensiuni V_{id} pozitive mari, tensiunea de la ieşire este egală cu tensiunea colector-bază a tranzistorului Q_2 în saturaţie, dacă se presupune că baza lui Q_2 este la masă.

obţinându-se

$$V_o - V_{CC} + V_{BE(on)} = \frac{2\,V_{AN}V_{AP}\sinh\dfrac{V_{id}}{2V_T}}{(V_{AN}+V_{AP})\cosh\dfrac{V_{id}}{2V_T} + (V_{AN}-V_{AP})\sinh\dfrac{V_{id}}{2V_T}} \tag{4.89}$$

care se rescrie

$$V_o = V_{CC} - V_{BE(on)} + \frac{2\,V_{A(ef)}\tanh\dfrac{V_{id}}{2V_T}}{1 + \dfrac{V_{AN}-V_{AP}}{V_{AN}+V_{AP}}\tanh\dfrac{V_{id}}{2V_T}} \tag{4.90}$$

unde s-a notat

$$V_{A(ef)} = \frac{V_{AN}V_{AP}}{V_{AN}+V_{AP}}\,. \tag{4.91}$$

Această caracteristică de transfer, dedusă în ipoteza că toate cele patru tranzistoare rămân în regiunea activă, este ilustrată în fig. 4.23. De fapt, deoarece atunci când V_o se apropie de V_{CC} se saturează tranzistorul Q_4, iar când V_o se apropie de $-0,6$ V tranzistorul Q_2, relaţia 4.90 este valabilă numai pentru un interval mic de variaţie a tensiunii V_{id} în jurul valorii zero. Acest fapt se poate folosi pentru a simplifica şi mai mult rezultatul, deoarece inegalitatea

$$\left| \frac{V_{AN} - V_{AP}}{V_{AN} - V_{AP}} \tanh \frac{V_{id}}{2V_T} \right| \ll 1 \tag{4.92}$$

este satisfăcută dacă

$$\frac{V_{id}}{2V_T} \ll 1 \ .$$

Deci, (4.90) se poate aduce la forma

$$V_o \approx V_{CC} - V_{BE(\mathrm{on})} + 2V_{A(\mathrm{ef})} \tanh \frac{V_{id}}{2V_T} \tag{4.93}$$

pentru

$$V_{CC} > V_o > [-V_{BE(\mathrm{on})} + V_{CE(\mathrm{sat})}] \ .$$

Deci tensiunea de la ieşire are în acest caz aceeaşi dependenţă (tanh) de tensiunea V_{id} ca şi curentul de la ieşire în condiţii de scurtcircuit. Se observă că atunci când tensiunea diferenţială de la intrare, V_{id}, este zero tensiunea de la ieşire este egală cu $[V_{CC} - V_{BE(\mathrm{on})}]$. Faptul că se obţine această valoare a tensiunii de la ieşire era de altfel de aşteptat, deoarece este singura pentru care se realizează egalităţile: $V_{ce2} = V_{ce1}$, $V_{ce4} = V_{ce3}$, $|I_{c1}| = |I_{c3}|$, $|I_{c2}| = |I_{c4}|$ (vezi fig. 4.20). Deşi ulterior vom face şi o analiză de semnal mic separată, în continuare vom calcula câştigul în tensiune al circuitului, utilizând rezultatele obţinute până acum, prin diferenţierea relaţiei 4.93:

$$A_{vd} = \frac{\mathrm{d}V_o}{\mathrm{d}V_{id}} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}V_{id}} \left[V_{CC} - V_{BE(\mathrm{on})} + 2V_{A(\mathrm{ef})} \tanh \frac{V_{id}}{2V_T} \right] = \tag{4.94}$$

$$= \frac{V_{A(\mathrm{ef})}}{V_T} \operatorname{sech}^2 \left(\frac{V_{id}}{2V_T} \right) \ . \tag{4.95}$$

În condiţiile în care valoarea statică a tensiunii V_{id} este nulă, se găseşte

$$A_{vd} = \frac{V_{A(\mathrm{ef})}}{V_T} = \frac{1}{V_T} \frac{V_{AN} V_{AP}}{V_{AN} + V_{AP}} = \frac{1}{\dfrac{V_T}{V_{AN}} + \dfrac{V_T}{V_{AP}}} \tag{4.96}$$

sau

$$A_{vd} = \frac{1}{\eta_{npn} + \eta_{pnp}} = g_m (r_{onpn} \| r_{opnp}) \ , \tag{4.97}$$

unde

$$\eta = \text{factorul Early} = \frac{V_T}{V_A} \ .$$

Deoarece factorul Early este de ordinul a 2×10^{-4}, acest circuit are o valoare foarte mare a câştigului în tensiune.

■ EXEMPLU

Pentru o tensiune a sursei de alimentare V_{CC} de 15 V, să se determine ce valoare are tensiunea diferenţială de la intrare care trebuie aplicată circuitului cu sarcină activă din fig. 4.20 pentru a mişca tensiunea de ieşire de la valoarea care corespunde unei tensiuni de intrare nule, $[V_{CC}-V_{BE(on)}]$, la masă. Se va lua $V_{BE(on)}=0{,}7$ V, $V_{AN}=130$ V, $V_{AP}=50$ V.

Din (4.93),

$$V_o = V_{CC} - V_{BE(on)} + 2\,V_{A(ef)} \tanh \frac{V_{id}}{2\,V_T} \;,$$

se obţine după înlocuirea valorilor numerice:

$$0 = 15 - 0{,}7 + 2\left[\frac{130 \times 50}{130 + 50}\right] \tanh \frac{V_{id}}{2\,V_T} \;.$$

Se găseşte

$$-\tanh \frac{V_{id}}{2\,V_T} = \frac{14{,}3}{72{,}0} = 0{,}20 \;,$$

sau

$$-V_{id} = 2\,V_T \tanh^{-1}(0{,}20) \;,$$

Deoarece

$$\tanh^{-1} x = x + \frac{x^3}{3} + \ldots \approx x \qquad \text{pentru} \quad x \ll 1$$

rezultă

$$V_{id} \approx -2 \times 0{,}20 \times V_T = -10{,}4 \text{ mV} \;.$$

■ EXEMPLU

În circuitul din fig. 4.20 se va presupune că tranzistorul Q_1 are un curent I_S care este mai mic cu 10% decât acela al tranzistorului Q_2. Să se determine tensiunea de curent continuu de la ieşire în situaţia în care cele două intrări sunt legate la masă, astfel că $V_{id}=0$. Se va lua $V_{CC}=15$ V, $V_{BE(on)}=0{,}7$ V, $V_{AN}=130$ V, $V_{AP}=50$ V.

La început calculăm tensiunea de ofset la intrare, în conformitate cu definiţia din *Secţiunea 3.6.1*:

$$V_{OS} = V_T \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = 2{,}6 \text{ mV} \;.$$

Tensiunea de ofset poate fi privită ca fiind echivalentă cu o sursă de curent continuu aşezată în serie cu intrarea. În condiţiile problemei rezultă deci că tensiunea de intrare diferenţială efectivă este

$$V_{id(ef)} = -2{,}6 \text{ mV} \;.$$

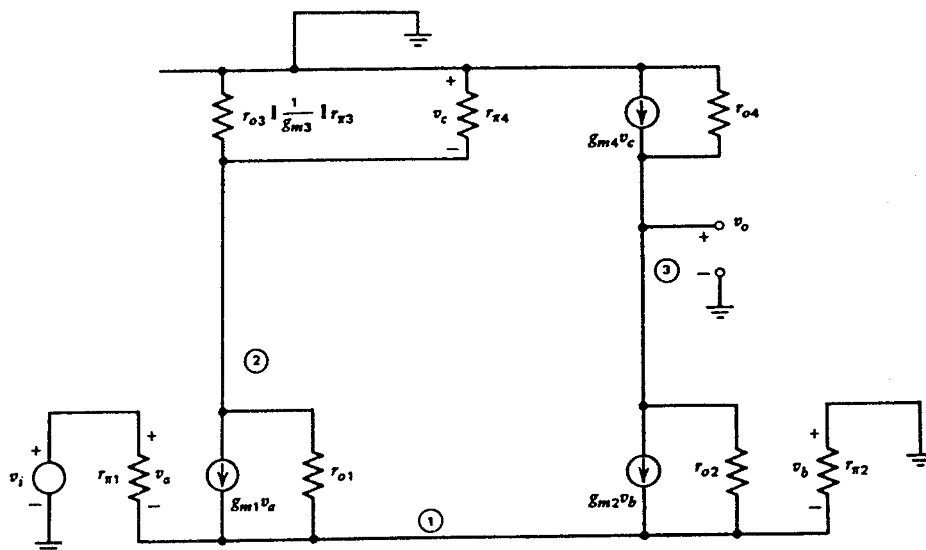


Fig. 4.24 Circuitul echivalent de semnal mic al perechii cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă.

Deci

$$V_o = V_{CC} - V_{BE(\mathrm{on})} + 2V_{A(\mathrm{ef})} \tanh \frac{V_{id}}{2V_T} = 15 - 0{,}7 - 2\left[\frac{130\times 50}{130+50}\right] \tanh \frac{2{,}6\ \mathrm{mV}}{2\times 26\ \mathrm{mV}} =$$
$$= 14{,}3 - 72{,}0 \tanh(0{,}05)\ .$$

Deoarece

$$\tanh x = x + \frac{x^3}{3} + \ldots \approx x \qquad \text{pentru} \quad x \ll 1$$

rezultă

$$V_o \approx 14{,}3 - 72{,}0\times 0{,}05 = 14{,}3 - 3{,}60\ \mathrm{V} = 10{,}70\ \mathrm{V}\ .$$

■

Deşi analiza de curent continuu asigură o înţelegere intuitivă a modului în care funcţionează circuitul obiectivele de interes major rămân câştigul în tensiune de semnal mic fără sarcină conectată la ieşire şi rezistenţa de ieşire. Deoarece circuitul nu este simetric nu mai este posibilă utilizarea conceptului de semicircuit.

Ca urmare în continuare, se va analiza direct circuitul de semnal mic, la joasă frecvenţă presupunând că $r_\mu = \infty$, $r_b = 0$ şi $R_{EE} = \infty$, unde R_{EE} este rezistenţa de ieşire a sursei de curent de polarizare. Acest circuit este prezentat în fig. 4.24.

Începem scriind că suma curenţilor în nodul 1 este nulă

$$\frac{v_i - v_1}{r_{\pi 1}}(1+\beta_0) + \frac{v_2 - v_1}{r_{o1}} + \frac{v_3 - v_1}{r_{o2}} + \frac{v_1}{r_{\pi 2}}(1+\beta_0) = 0 \tag{4.98}$$

unde v_1, v_2 şi v_3 sunt potenţiale nodurilor notate 1, 2 şi 3.

Rearanjând termenii în (4.98) se obţine:

$$-v_1\left[\frac{1+\beta_0}{r_{\pi 1}}+\frac{1+\beta_o}{r_{\pi 2}}+\frac{1}{r_{o1}}+\frac{1}{r_{o2}}\right]+\frac{v_2}{r_{o1}}+\frac{v_3}{r_{o2}}=-\frac{v_i}{r_{\pi 1}}(1+\beta_0)\ . \qquad (4.99)$$

Adunăm acum curenţii în nodul 2. Se observă că rezistenţa totală conectată între nodul 2 şi V_{CC} este dată de conectarea paralel a rezistenţelor $r_{\pi 3}$, r_{o3}, $1/g_{m3}$ şi $r_{\pi 4}$. Vom face presupunerea simplificatoare că β_0 şi r_o sunt mari, combinaţia paralel fiind astfel aproximativ egală cu $1/g_{m3}$. Deci

$$\frac{v_2}{\dfrac{1}{g_{m3}}}+\frac{v_2-v_1}{r_{o1}}+(v_i-v_1)g_{m1}=0\ , \qquad (4.100)$$

care prin rearanjare devine

$$-v_1\left[\frac{1}{r_{o1}}+g_{m1}\right]+v_2\left[\frac{1}{r_{o1}}+\frac{1}{\dfrac{1}{g_{m3}}}\right]=-g_{m1}v_i\ . \qquad (4.101)$$

Adunând curenţii în nodul 3 se obţine relaţia

$$\frac{v_3}{r_{o4}}+v_2g_{m4}+\frac{v_3-v_1}{r_{o2}}-g_{m2}v_1=0 \qquad (4.102)$$

care se rearanjează astfel

$$-v_1\left[g_{m2}+\frac{1}{r_{o2}}\right]+v_2g_{m4}+v_3\left[\frac{1}{r_{o4}}+\frac{1}{r_{o2}}\right]=0\ . \qquad (4.103)$$

Relaţiile 4.101 şi 4.103 se utilizează pentru a se elimina v_1 şi v_2 din (4.99). Presupunând că $g_{m1}=g_{m2}=g_{m3}=g_m$ şi că

$$\frac{1}{r_o}\ll g_m \qquad (4.104)$$

expresia 4.99 devine

$$v_3=\frac{g_mv_i}{\dfrac{1}{r_{onpn}}+\dfrac{1}{r_{opnp}}}=g_m(r_{onpn}\| r_{onpn})v_i\ . \qquad (4.105)$$

Deoarece $v_o=v_3$, câştigul în tensiune va fi, aşa cum s-a găsit şi mai înainte,

$$\frac{v_o}{v_i}=A_v=g_m(r_{onpn}\| r_{onpn})=\frac{1}{\eta_{npn}+\eta_{pnp}}\ . \qquad (4.106)$$

Până în acest punct am calculat câştigul în tensiune în gol. Pentru a caracteriza complet amplificatorul trebuie să calculăm şi rezistenţa de ieşire. Deoarece rezistenţa de ieşire este mare,

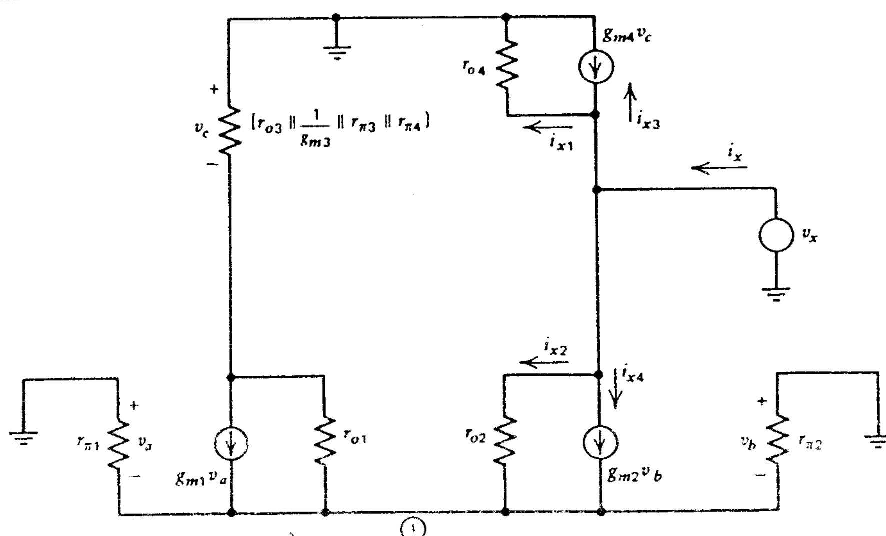


Fig. 4.25 Circuit pentru calculul rezistenţei de ieşire a perechii cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă.

câştigul în sarcină al circuitului poate fi micşorat de prezenţa rezistenţei de intrare a etajului care îl urmează.

Calculul rezistenţei de ieşire se realizează cu ajutorul circuitului din fig. 4.25, în care se aplică la ieşire o sursă de tensiune de test v_x. Curentul care rezultă, i_x, este compus din 4 componente. Curentul prin r_{o4} este

$$i_{x1} = \frac{v_x}{r_{o4}} . \qquad (4.107)$$

Rezistenţa din terminalul de emitor al tranzistorului Q_2 este egală cu cea care se vede privind în emitorul tranzistorului Q_1, aproximativ egală cu $1/g_{m1}$. Deci, folosind relaţia 3.39 pentru un tranzistor cu degenerare în emitor, se obţine rezistenţa de ieşire efectivă a lui Q_2:

$$R_{o2} = r_{o2}\left(1 + g_{m2}\frac{1}{g_{m1}}\right) = 2r_{o2} . \qquad (4.108)$$

Ca urmare, rezultă:

$$i_{x2} + i_{x4} = \frac{v_x}{2r_{o2}} . \qquad (4.109)$$

Acest curent curge în emitorul tranzistorului Q_1, şi trece — cu câştig unitar — prin tranzistoarele Q_3 şi Q_4 pentru a produce curentul

$$i_{x3} = i_{x2} + i_{x4} = \frac{v_x}{2r_{o2}} . \qquad (4.110)$$

Deci

$$i_x = i_{x1} + i_{x2} + i_{x3} + i_{x4} = \qquad (4.111)$$

în care înlocuind (4.107), (4.109) şi (4.110) rezultă

$$= v_x\left[\frac{1}{r_{o4}}+\frac{1}{r_{o2}}\right] \qquad (4.112)$$

deci

$$r_o = \frac{v_x}{i_x} = \frac{1}{\dfrac{1}{r_{onpn}}+\dfrac{1}{r_{opnp}}} = r_{onpn} \| r_{onpn} \, . \qquad (4.113)$$

Rezultă că rezistenţa de ieşire a circuitului este dată de conectarea în paralel a rezistenţei de ieşire a tranzistorului *npn* şi a rezistenţei de ieşire a tranzistorului *pnp*.

■ EXEMPLU

Să se calculeze câştigul în tensiune şi rezistenţa de ieşire a circuitului din fig. 4.20, dacă $\eta_{npn}=2\times10^{-4}$, $\eta_{pnp}=5\times10^{-4}$, $I_{EE}=100\ \mu A$.

Valoarea câştigului în tensiune se obţine folosind (4.106)

$$A_v = \frac{1}{2\times10^{-4}+5\times10^{-4}} = 1400 \; .$$

iar aceea a rezistenţei de ieşire folosind (4.113)

$$r_{onpn} = \frac{1}{\eta_{npn} g_m} = \frac{1}{2\times10^{-4}\times\dfrac{50\ \mu A}{26\ mV}} = 2{,}6\ M\Omega \; ,$$

$$r_{opnp} = \frac{1}{\eta_{pnp} g_m} = \frac{1}{5\times10^{-4}\times\dfrac{50\ \mu A}{26\ mV}} = 1{,}04\ M\Omega \; ,$$

$$R_o = r_{onpn} \| r_{opnp} = 2{,}6\ M\Omega \| 1{,}04\ M\Omega = 740\ k\Omega \; .$$

■

Dacă se neglijează efectele date de rezistenţa r_o a tranzistoarelor Q_2 şi Q_4, rezistenţa de intrare diferenţială a perechii cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă este chiar $2r_\pi$, la fel ca şi în cazul cu sarcină rezistivă. Totuşi, în realitate, asimetria circuitului şi valoarea mare a câştigului în tensiune determină apariţia unei reacţii prin rezistenţa de ieşire a tranzistorului Q_4 spre nodul 1. Această reacţie face ca valoarea rezistenţei de intrare văzută la cele două intrări să difere uşor de valoarea calculată în condiţiile neglijării acestui efect.

În concluzie, perechea diferenţială cu sarcină activă este capabilă să asigure conversia de la modul diferenţial la modul nesimetric (adică conversia de la o tensiune diferenţială la o tensiune a cărei referinţă este potenţialul masei). Valoarea mare a rezistenţei de ieşire a circuitului impune — pentru a se realiza valori mari ale câştigului — utilizarea ca sarcină a unui etaj cu impedanţă mare de intrare.

Diportul echivalent de semnal mic al acestui etaj este prezentat în fig. 4.26.

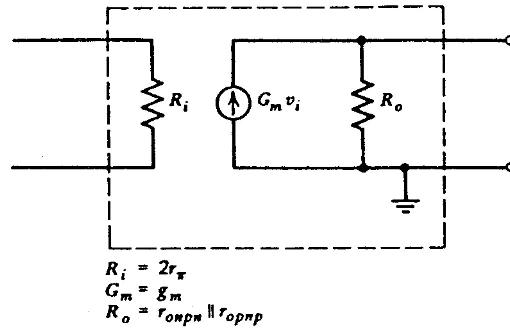


Fig. 4.26 Reprezentarea proprietăţilor de semnal mic ale perechii cu cuplaj în emitor cu sarcină activă printr-un diport. S-a neglijat efectul rezistenţei de intrare asimetrice.

4.3.3 Tensiunea de ofset la intrare a perechii cu cuplaj în emitoare, cu sarcină activă

În cazul perechii cu cuplaj în emitoare, cu sarcină rezistivă, sursa primară a tensiunii de ofset era dată de neîmperecherile în I_S ale tranzistoarelor de la intrare şi de neîmperecherile în rezistenţele de sarcină din colector (vezi *Capitolul 3*). În cazul sarcinii active tensiunea de ofset la intrare rezultă din neîmperecherea tranzistoarelor de intrare şi de sarcină şi din curentul de bază al tranzistoarelor de sarcină. Referindu-ne la fig. 4.20 începem prin a presupune că tensiunea V_{id} a fost ajustată astfel încât să aducă ieşirea la $[V_{CC} - V_{BE(on)}]$, valoare care corespunde tensiunii de ieşire când intrările sunt la masă iar tranzistoarele sunt identice. Pentru această valoare a tensiunii de la ieşire

$$V_{CE3} = V_{CE4}$$

şi

$$V_{CE1} = V_{CE2} \; .$$

Curentul de colector I_{C4} este legat de curentul I_{C3} prin relaţia

$$I_{C4} = I_{C3} \left[\frac{I_{S4}}{I_{S3}} \right] \; . \tag{4.114}$$

Deoarece curentul de colector al tranzistorului Q_2 este egal cu $(-I_{C4})$ din expresia 4.114 rezultă

$$I_{C2} = -I_{C3} \left[\frac{I_{S4}}{I_{S3}} \right] \; . \tag{4.115}$$

Curentul I_{C1} este egal cu $(-I_{C3})$ plus curenţii de bază ai tranzistoarelor *pnp*:

$$I_{C1} = -I_{C3} \left[1 + \frac{2}{\beta_F} \right] \; . \tag{4.116}$$

Tensiunea de ofset la intrare va fi dată de

$$V_{OS} = V_{BE1} - V_{BE2} = \tag{4.117}$$

$$= V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} . \tag{4.118}$$

Înlocuind (4.115) şi (4.116) în (4.118) se găseşte

$$V_{OS} = V_T \ln \left[\frac{I_{S3}}{I_{S4}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \left(1 + \frac{2}{\beta_F} \right) \right] . \tag{4.119}$$

Dacă neîmperecherile sunt mici, această expresie se poate aproxima, folosind tehnica descrisă în *Secţiunea 3.6.2* astfel:

$$V_{OS} = V_T \left(\frac{\Delta I_{SP}}{I_{SP}} - \frac{\Delta I_{SN}}{I_{SN}} + \frac{2}{\beta_F} \right) \tag{4.120}$$

unde

$$\Delta I_{SP} = I_{S3} - I_{S4} , \tag{4.121}$$

$$I_{SP} = \frac{I_{S3} + I_{S4}}{2} , \tag{4.122}$$

$$\Delta I_{SN} = I_{S1} - I_{S2} , \tag{4.123}$$

$$I_{SN} = \frac{I_{S1} + I_{S2}}{2} , \tag{4.124}$$

Presupunând pentru $\Delta I_S/I_S$ o valoare, în cazul cel mai nefavorabil, de $\pm 5\%$ şi o valoare de 20 pentru β de *pnp*, se obţine pentru tensiunea de ofset în cazul cel mai nefavorabil:

$$V_{OS} = V_T (0{,}05 + 0{,}05 + 0{,}1) = \tag{4.125}$$

$$= 0{,}2 V_T \approx 5 \text{ mV} . \tag{4.126}$$

Se observă că aceste circuite au un ofset semnificativ mai mare în comparaţie cu acela din cazul sarcinilor rezistive. După cum se va arăta în *Anexa A4.1* tensiunea de ofset se poate reduce prin inserarea de rezistoare în emitoarele tranzistoarelor Q_3 şi Q_4 pentru a le micşora astfel contribuţia la tensiunea de ofset. Contribuţia la tensiunea de ofset a curenţilor de bază se poate reduce prin includerea unui tranzistor în sarcina activă, în modul descris în *Secţiunea 4.2.1*. Aceste modificări sunt prezentate în fig. 4.27.

4.3.4 Raportul de rejecţie a modului comun pentru perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă

Circuitul din fig. 4.20 asigură, în plus faţă de câştigul mare în tensiune, şi conversia de la semnalul diferenţial la semnalul nesimetric (semnal care se referă la potenţialul masei).

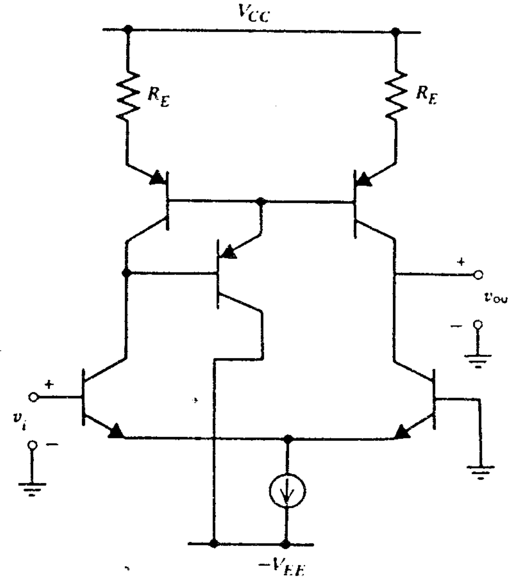


Fig. 4.27 Pereche cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă cu modificările pentru îmbunătăţirea ofsetului.

O astfel de conversie este necesară în toate amplificatoarele cu intrare diferenţială şi ieşire nesimetrică, un bun exemplu fiind în acest sens amplificatorul operaţional.

Cel mai simplu convertor de la modul diferenţial la modul nesimetric îl constituie perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină rezistivă (vezi fig. 4.28*a*). Se observă că ieşirea este luată numai dintr-un colector. Tensiunea de la ieşire va fi dată de

$$v_o = -\frac{v_{od}}{2} + v_{oc} = -\frac{A_d v_{id}}{2} + A_c v_{ic} = \tag{4.127}$$

$$= -\frac{A_d}{2}\left[v_{id} + \frac{2A_c}{A_d} v_{ic} \right] = \tag{4.128}$$

$$= -\frac{A_d}{2}\left[v_{id} + \frac{2v_{ic}}{\text{CMRR}} \right] . \tag{4.129}$$

Rezultă că semnalul de mod comun de la intrare va produce modificări ale tensiunii de la ieşire. În *Capitolul 3*, s-a arătat că în cazul acestui etaj CMRR este dat de

$$\text{CMRR} = 2g_m R_{EE} = 2g_m r_{o3} . \tag{4.130}$$

Deoarece tranzistorul Q_3, sursă de curent, funcţionează la un curent de două ori mai mare decât tranzistoarele Q_1, Q_2, pentru circuitul din fig. 4.28*a* se obţine

$$\text{CMRR} = g_{m3} r_{o3} = \frac{1}{\eta_3} . \tag{4.131}$$

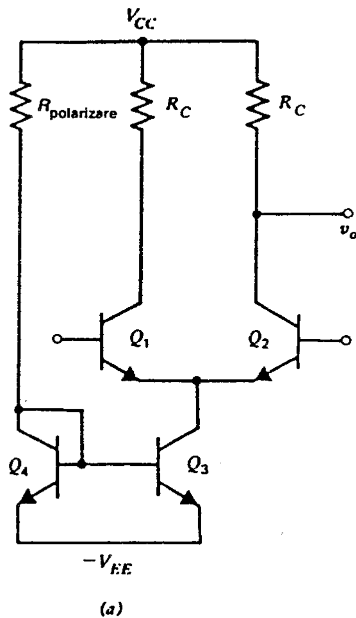


Fig. 4.28*a* Conversia diferenţial-nesimetric utilizând o pereche cu cuplaj în emitoare cu sarcină rezistivă.

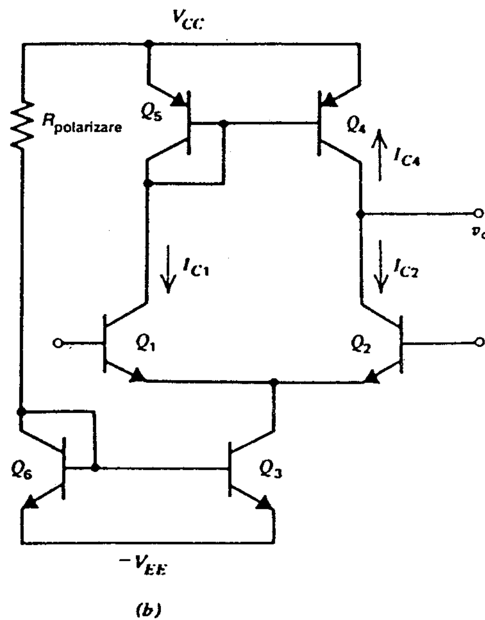


Fig. 4.28*b* Conversia diferenţial-nesimetric utilizând o pereche cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă.

Deci CMRR al etajului cu sarcini rezistive în cazul în care ca element de polarizare se utilizează o sursă de curent simplă este egal cu inversul lui η al tranzistorului sursă de curent.

Etajul cu sarcină activă din fig. 4.28*b* are un raport de rejecţie a modului comun care este mult mai mare decât acela al circuitului din fig. 4.28*a*. Ca şi în cazul sarcinilor rezistive, variaţiile de mod comun la intrare vor produce — din cauza valorii finite a rezistenţei de ieşire a sursei de curent de polarizare — variaţii ale curentului de polarizare I_{EE}.

Apare astfel o variaţie a curentului I_{C2} şi o variaţie identică a curentului I_{C1}. Ca urmare a prezenţei sarcinii active, variaţia curentului I_{C1} va produce o variaţie în curenţii care curg prin tranzistoarele de sarcină *pnp*; variaţia curentului de colector al tranzistorului Q_4 va compensa exact variaţia iniţială a curentului de colector al tranzistorului Q_2. Ca urmare, ca răspuns la o excitaţie de mod comun la intrare, ieşirea nu se modifică de loc.

Valoarea mai bună a raportului de rejecţie a modului comun al acestui etaj poate fi prezisă analitic prin utilizarea relaţiilor care vor fi deduse în *Capitolul 6*, unde se va arăta că pentru circuitele cu intrare diferenţială şi ieşire nesimetrică, raportul de rejecţie al modului comun este dat de relaţia

$$\mathrm{CMRR} = \left|\frac{A_d}{A_c}\right| = \left(\frac{\partial V_{OS}}{\partial V_{ic}}\right)^{-1} \tag{4.132}$$

în care V_{OS} este acea valoare a tensiunii diferenţiale de la intrare necesară pentru a menţine tensiunea de ieşire la o valoare constantă, iar V_{ic} este tensiunea de intrare de mod comun.

Dacă, de exemplu, în timp ce variază tensiunea de mod comun, V_{ic}, tensiunea de ofset nu se modifică rezultă că tensiunea diferențială de la intrare s-a menținut constantă, deci nici tensiunea de la ieșire nu se schimbă. Acest fapt este echivalent cu a spune că valoarea câștigului de mod comun este nulă și că valoarea raportului de rejecție a modului comun este infinită, în concordanță cu relația 4.132.

Pentru perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină activă, tensiunea de ofset nu depinde de curentul de polarizare I_{EE}, după cum rezultă din expresia 4.120. Deci atunci când se aplică (4.132) derivata tensiunii de ofset la intrare față de tensiunea de intrare de mod comun este zero. Ca urmare raportul de rejecție a modului comun, CMRR, este infinit dacă tranzistoarele sunt identice, chiar și în cazul în care valoarea câștigului în curent al tranzistoarelor *pnp* este finită.

4.3.5 Amplificatorul cu sursa comună cu sarcină activă

În fig. 4.29 se prezintă schema unui amplificator cu sursa comună larg utilizat în tehnologia CMOS; circuitul folosește ca element de comandă un tranzistor NMOS și ca sarcină activă un tranzistor PMOS.

Funcționarea circuitului este foarte asemănătoare cu aceea a amplificatorului cu emitorul comun cu sarcină activă din fig. 4.16. Dacă tranzistoarele M_1 și M_2 se află în regiunea activă directă (în regiunea de saturație) câștigul de semnal mic este

$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{o1} + g_{o2}} \tag{4.133}$$

iar rezistența de ieșire de semnal mic este $r_{o1} \| r_{o2}$.

Etajele de amplificare cu sarcină activă se pot realiza și cu procesle care oferă un singur tip de tranzistor MOS cu condiția ca în meniul de componente să existe și tranzistoare cu canal inițial. Această situație se întâlnește în orice proces care incorporează TECJ și în majoritatea proceselor NMOS care oferă și TECMOS cu canal inițial. Un TECMOS cu canal inițial se comportă între sursă și drenă ca o sursă de curent dacă grila este conectată la sursă.

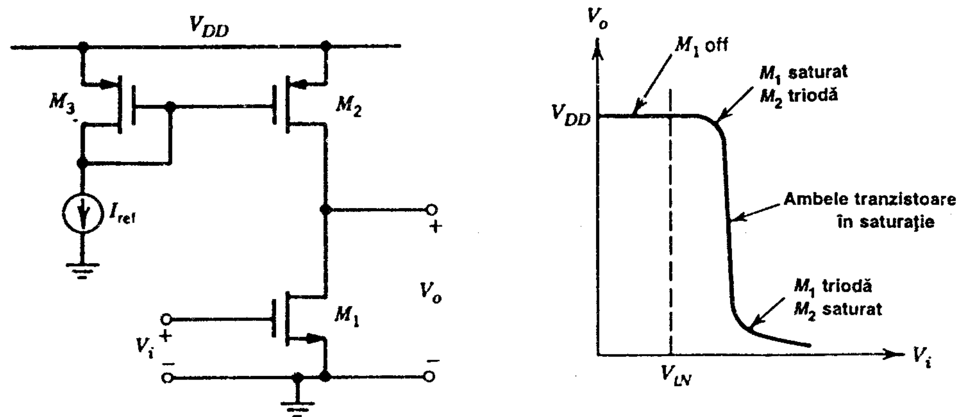


Fig. 4.29 Schema amplificatorului cu sursa comună care are ca sarcină activă o sursă de curent realizată de un tranzistor cu canal *p* și caracteristica de transfer corespunzătoare.

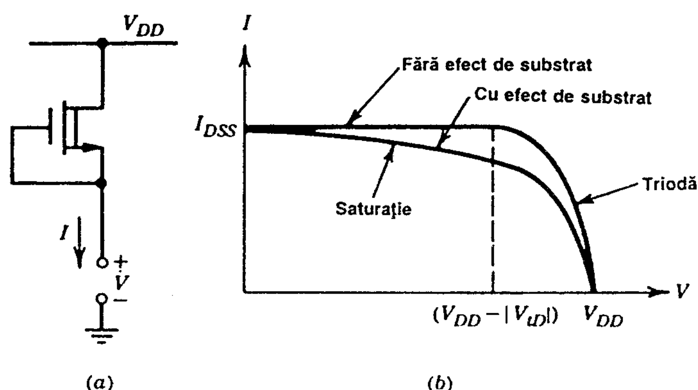


Fig. 4.30 Caracteristica I-V a unui TECMOS cu canal *n* iniţial.

Caracteristica I-V a unui TECMOS cu canal *n* iniţial este prezentată în fig. 4.30. Dacă se neglijează efectul de substrat dispozitivul este identic cu un TECJ, având în saturaţie o rezistenţă de ieşire foarte mare (egală cu cea a tranzistorului, r_o). Dacă se ţine seama de efectul de substrat rezistenţa de ieşire scade la aproximativ $1/g_{mb}$. În fig. 4.31 se prezintă un etaj de amplificare complet şi caracteristica sa de transfer în curent continuu. Circuitul echivalent de semnal mic în cazul în care atât M_1 cât şi M_2 sunt în regiunea activă directă este dat în fig. 4.32. Folosind acest circuit expresia câştigului rezultă:

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_{m1}}{g_{o1}+g_{o2}+g_{mb2}} \approx -\frac{g_{mb1}}{g_{mb2}} . \qquad (4.134)$$

Această relaţie se poate rescrie astfel:

$$\frac{v_o}{v_i} = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}}\,\frac{1}{\chi} . \qquad (4.135)$$

De observat că, în cazul în care această topologie de circuit este implementată folosind TECJ într-un proces BiCMOS, efectul de substrat este inexistent şi valoarea câştigului care se poate realiza, $-g_{m1}/(g_{o1}+g_{o2})$, este mult mai mare. Din (1.187) şi (1.168) rezultă

$$\chi = \left[2\sqrt{2\phi_f}\,C_{ox}\sqrt{\frac{1+V_{SB}/2\phi_f}{2q\varepsilon N_A}}\right]^{-1} . \qquad (4.136)$$

Deoarece χ este dependent de $V_o = V_{SB}$, câştigul în tensiune incremental variază în funcţie de tensiunea de ieşire, ceea ce explică variaţia pantei caracteristicii de transfer din fig. 4.31*b* atunci când ambele tranzistoare sunt în saturaţie. Din examinarea fig. 4.32 rezistenţa de ieşire a etajului rezultă egală cu, aproximativ, $1/g_{mb1}$.

În finalul acestei secţiuni se va discuta amplificatorul cu sursa comună în care ca sarcină activă se foloseşte un tranzistor cu canal indus, prezentat în fig. 4.33. În esenţă acesta este un etaj cu o sarcină rezistivă neliniară, formată de un TECMOS conectat ca diodă. Acest circuit este deseori folosit în amplificatoarele de bandă largă în care se poate tolera o valoare mică a câştigului, rezistenţa mică a sarcinii conducând la o bandă mare a etajului (vezi *Capitolul 7*).

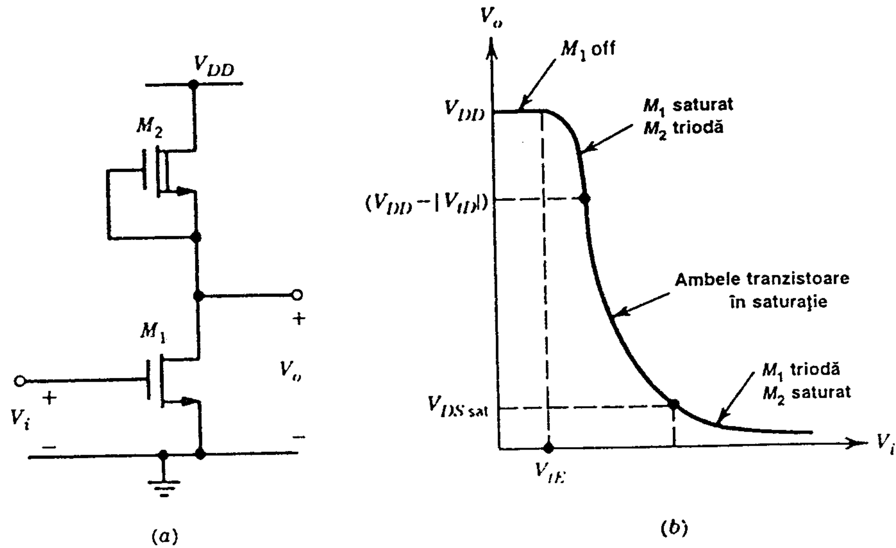


Fig. 4.31 (*a*) Amplificatorul cu sursa comună având ca sarcină un tranzistor cu canal iniţial. (*b*) Caracteristicile de transfer de c.c.

Pentru tensiuni de intrare mai mici decât o tensiune de prag tranzistorul M_1 este blocat şi prin circuit nu curge curent. Pentru tensiuni de intrare care depăşesc o tensiune de prag tranzistorul M_1 se deschide, ambele tranzistoare intră în regiunea de saturaţie şi circuitul realizează funcţia de amplificare. Impedanţa tranzistorului sarcină este impedanţa care se vede privind în sursa sa, fiind aproximativ egală cu inversul transconductanţei. Deoarece este o impedanţă de valoare relativ mică şi valoarea câştigului în tensiune este mică în comparaţie cu alte tipuri de etaje de amplificare MOS. Dacă se neglijează efectul de substrat şi efectul de modulare a lungimii canalului câştigul de semnal mic este dat de raportul între transconductanţa tranzistorului cu sursa comună şi transconductanţa tranzistorului sarcină:

$$A_v = -\frac{g_{m1}}{g_{m2}} = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_2}}\,. \quad (4.137)$$

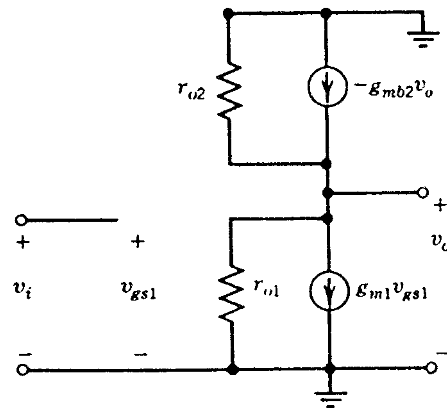
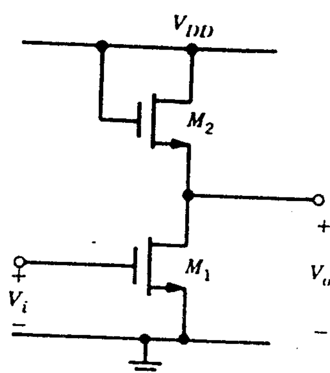
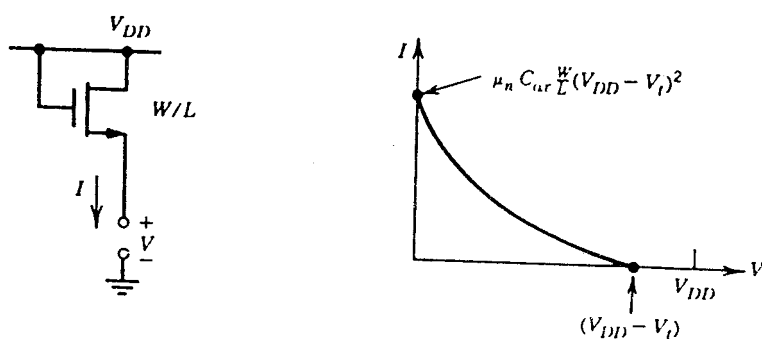


Fig. 4.32 Circuitul echivalent de semnal mic al etajului cu sursa comună având ca sarcină un tranzistor cu canal iniţial. S-a inclus efectul de substrat pentru tranzistorul sarcină şi efectul de modulare a lungimii canalului pentru ambele tranzistoare.

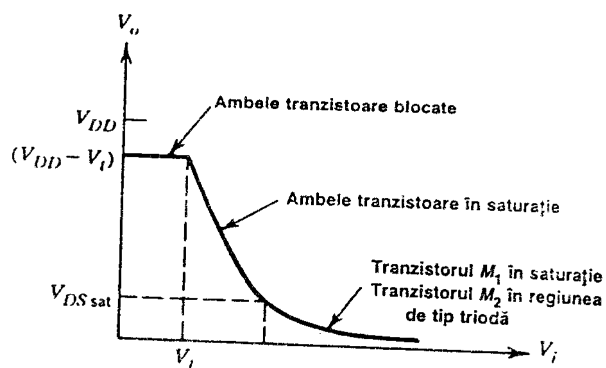
Această relaţie arată că pentru geometriile curente ale tranzistoarelor câştigul în tensiune este limitat la valori maxime de ordinul 10—20. Totuşi acest tip de inversor este util pentru implementarea amplificatoarelor de bandă largă, cu câştig mic, de mare liniaritate deoarece într-o



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.33 (a) Amplificatorul cu sursa comună având ca sarcină un tranzistor cu canal indus. (b) Caracteristica I-V a tranzistorului sarcină. (c) Caracteristica de transfer a circuitului.

aproximaţie de prim ordin valoarea câştigului în tensiune de semnal mic este independentă de punctul static de funcţionare (caracteristica de transfer este liniară atunci când ambele tranzistoare se află în regiunea de saturaţie).

Câştigul în tensiune la semnal mic se poate determina mult mai precis folosind circuitul echivalent din fig. 4.34 în care au fost incluse atât efectul de substrat cât şi rezistenţele de ieşire ale ambelor tranzistoare. Scriind suma curenţilor în nodul de ieşire se obţine relaţia

$$0 = -g_{m2}v_{s2} - \frac{v_{s2}}{r_{o2}} - g_{mb2}v_{s2} - g_{m1}v_{gs1} - \frac{v_{s2}}{r_{o1}} \tag{4.138}$$

din care rezultă expresia câştigului

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_{s2}}{v_{gs1}} = \frac{-g_{m1}}{g_{o1} + g_{o2} + g_{m2} + g_{mb2}} \tag{4.139}$$

unde

$$g_{o1} = \frac{1}{r_{o1}}, \quad g_{o2} = \frac{1}{r_{o2}}. \tag{4.140}$$

O limitare importantă în performanţele inversorului care are ca sarcină activă un tranzistor cu canal indus este dată de faptul că tranzistorul sarcină rămâne în regiunea de saturaţie numai dacă potenţialul ieşirii este mai negativ decât sursa de alimentare pozitivă cu cel puţin o tensiune de prag. Pentru valori ale tensiunii de ieşire mai pozitive decât această limită tranzistorul sarcină intră in regiunea de blocare şi amplificatorul nu mai funcţionează. Deci, excursia de tensiune la ieşirea acestui amplificator este limitată superior la o tensiune de prag sub tensiunea sursei de alimentare pozitive.

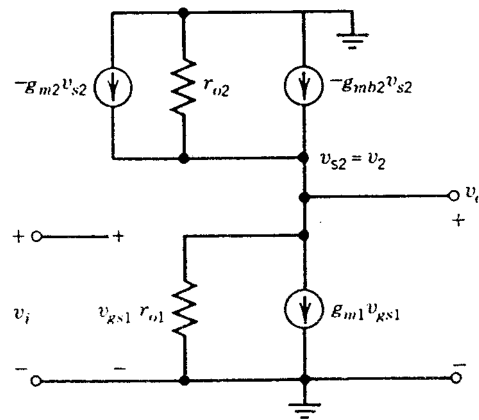


Fig. 4.34 Circuitul echivalent de semnal mic al amplificatorului cu sursa comună având ca sarcină un tranzistor cu canal indus care include rezistenţele de ieşire ale tranzistoarelor şi efectul de substrat.

■ EXEMPLU

Să se determine câştigul în tensiune al unui inversor NMOS având ca sarcină un tranzistor cu canal indus ştiind că $W_1=100$ μm, $W_2=6$ μm şi că lungimile efective ale canalelor sunt $L_1=6$ μm şi $L_2=30$ μm.

Din (4.137) se obţine:

$$A_v = -\sqrt{\frac{100/6}{6/30}} = -9{,}13 .$$

4.3.6 Perechea cu cuplaj în surse cu sarcină activă

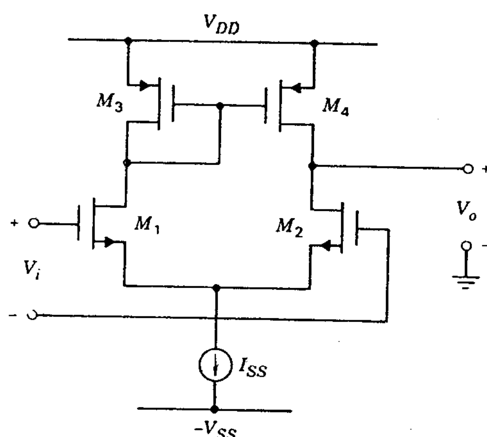


Fig. 4.35 Pereche cu cuplaj în surse cu sarcină activă.

Perechea cu cuplaj în surse cu sarcină activă este mult utilizată în proiectarea de circuite CMOS. Un circuit tipic care foloseşte ca tranzistoare de comandă NMOS este prezentat în fig. 4.35. Analiza sa este o aplicaţie directă a analizei anterioare. Câştigul de semnal mic este

$$A_v = \frac{-g_{m1}}{g_{o2} + g_{o4}} \tag{4.141}$$

iar rezistenţa de ieşire $R_o = r_{o2} \| r_{o1}$.

La fel ca şi în cazul bipolar circuitul are un raport de rejecţie a modului comun excelent deoarece componentele de mod comun ale curenţilor prin tranzistoarele M_1 şi M_2 tind să se anuleze reciproc în nodul de ieşire ca urmare a acţiunii sarcinii active.

ANEXE

A4.1 CONSIDERAŢII DE ÎMPERECHERE ÎN SURSELE DE CURENT CU TRANZISTOARE

Pentru multe tipuri de circuite integrate, un obiectiv al proiectării îl constituie generarea a două sau mai multe surse de curent cu valori identice ale curentului. Acest obiectiv este important, de exemplu, în proiectarea convertoarelor analog-digitale, a amplificatoarelor operaţionale şi a amplificatoarelor de instrumentaţie. În continuare, se vor examina factorii care afectează împerecherea în sursele de curent active realizate în tehnologii bipolare şi TEC.

Pentru început considerăm sursa de curent duală din fig. 4.36. Dacă rezistoarele şi tranzistoarele sunt identice, iar tensiunea de colector aceeaşi, curenţii de colector se împerechează precis. Neîmperecherea parametrilor α_F şi I_S ai tranzistoarelor şi neîmperecherea rezistoarelor din emitor fac ca valorile curenţilor să nu mai fie identice. Pentru Q_3 şi Q_4 se scrie

$$V_T \ln\frac{I_{C3}}{I_{S3}} + \frac{I_{C3}}{\alpha_{F3}}R_3 = V_B \,, \tag{4.142}$$

respectiv

$$V_T \ln\frac{I_{C4}}{I_{S4}} + \frac{I_{C4}}{\alpha_{F4}}R_4 = V_B \,, \tag{4.143}$$

Prin scăderea acestor două expresii se obţine:

$$V_T \ln\frac{I_{C3}}{I_{C4}} - V_T \ln\frac{I_{S3}}{I_{S4}} + \frac{I_{C3}}{\alpha_{F3}}R_3 - \frac{I_{C4}}{\alpha_{F4}}R_4 = 0 \,. \tag{4.144}$$

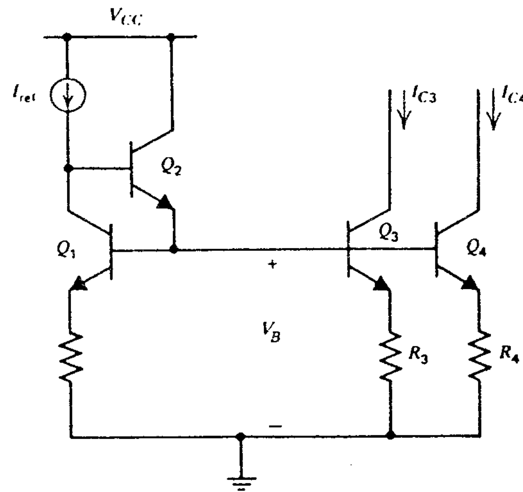


Fig. 4.36 Surse de curent bipolare împerecheate.

Definim acum parametrii de „neîmperechere" şi „medii":

$$\Delta I_C = I_{C3} - I_{C4} , \quad (4.145)$$

$$I_C = \frac{I_{C3} + I_{C4}}{2} . \quad (4.146)$$

$$\Delta I_S = I_{S3} - I_{S4} . \quad (4.147)$$

$$I_S = \frac{I_{S3} + I_{S4}}{2} . \quad (4.148)$$

$$\Delta R = R_3 - R_4 . \quad (4.149)$$

$$R = \frac{R_3 + R_4}{2} . \quad (4.150)$$

$$\Delta \alpha_F = \alpha_{F3} - \alpha_{F4} , \quad (4.151)$$

$$\alpha_F = \frac{\alpha_{F3} + \alpha_{F4}}{2} . \quad (4.152)$$

Aceste relaţii se inversează pentru a se obţine expresiile parametrilor iniţiali în funcţie de parametrii medii şi de neîmperechere. De exemplu, se poate scrie:

$$I_{C3} = I_C + \frac{\Delta I_C}{2} , \quad (4.153)$$

$$I_{C4} = I_C - \frac{\Delta I_C}{2} . \quad (4.154)$$

Înlocuind acest tip de relaţii pentru fiecare din parametrii care apar în expresia 4.144 rezultă:

$$V_T \ln \frac{I_C + \dfrac{\Delta I_C}{2}}{I_C - \dfrac{\Delta I_C}{2}} - V_T \ln \frac{I_S + \dfrac{\Delta I_S}{2}}{I_S - \dfrac{\Delta I_S}{2}} + \frac{\left(I_C + \dfrac{\Delta I_C}{2}\right)\left(R + \dfrac{\Delta R}{2}\right)}{\alpha_F + \dfrac{\Delta \alpha_F}{2}} - \frac{\left(I_C - \dfrac{\Delta I_C}{2}\right)\left(R - \dfrac{\Delta R}{2}\right)}{\alpha_F - \dfrac{\Delta \alpha_F}{2}} = 0 . \tag{4.155}$$

Expresiile termenilor din (4.155) se pot simplifica în condiţiile în care neîmperecherile sunt mici. Să considerăm în calitate de exemplu primul termen. Acest termen se rescrie sub forma

$$V_T \ln \frac{I_C + \dfrac{\Delta I_C}{2}}{I_C - \dfrac{\Delta I_C}{2}} = V_T \ln \frac{1 + \dfrac{\Delta I_C}{2 I_C}}{1 - \dfrac{\Delta I_C}{2 I_C}} ; \tag{4.156}$$

Dacă $\Delta I_C / 2 I_C \ll 1$ acest termen se simplifică succesiv astfel:

$$V_T \ln \frac{I_C + \dfrac{\Delta I_C}{2}}{I_C - \dfrac{\Delta I_C}{2}} \approx V_T \left[\ln \left(1 + \frac{\Delta I_C}{2 I_C}\right)\left(1 + \frac{\Delta I_C}{2 I_C}\right)\right] \approx \tag{4.157}$$

$$\approx V_T \ln \left[1 + \frac{\Delta I_C}{I_C} + \left(\frac{\Delta I_C}{2 I_C}\right)^2\right] \approx \tag{4.158}$$

$$\approx V_T \ln \left(1 + \frac{\Delta I_C}{I_C}\right) \tag{4.159}$$

relaţie care s-a obţinut prin neglijarea termenului pătratic în (4.158).

Ţinem cont că dezvoltarea în serie a logaritmului este

$$\ln(1 + x) = x - \frac{x^2}{2} + \ldots \tag{4.160}$$

Dacă x este mult mai mic ca unitatea atunci

$$\ln(1 + x) \approx x \tag{4.161}$$

şi din (4.159) se obţine

$$V_T \ln \frac{I_C + \frac{\Delta I_C}{2}}{I_C - \frac{\Delta I_C}{2}} \approx V_T \frac{\Delta I_C}{I_C} . \tag{4.162}$$

Aplicând aceeaşi aproximaţie şi celorlalţi termeni din (4.155) se găseşte:

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} \approx \frac{1}{1 + \frac{g_m R}{\alpha_F}} \frac{\Delta I_S}{I_S} + \frac{\frac{g_m R}{\alpha_F}}{1 + \frac{g_m R}{\alpha_F}} \left[-\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta \alpha_F}{\alpha_F} \right] . \tag{4.163}$$

Se observă că pentru $g_m R \ll 1$, $(I_C R / V_T \ll 1)$ neîmperecherea este determinată în totalitate de neîmperecherea în I_S a tranzistoarelor. În funcţie de geometrie neîmperecherea tipică în I_S se plasează în gama $\pm(10—1)\%$.

În cazul în care $g_m R_C \gg 1$, $(I_C R/V_T \gg 1)$, neîmperecherea este determinată de cel de-al doilea termen care conţine neîmperecherea rezistoarelor şi neîmperecherea în α_F a tranzistoarelor. Neîmperecherea rezistoarelor se plasează în gama $\pm(2—0{,}1)\%$ iar neîmperecherea în α_F pentru tranzistoarele *npn* în gama de $\pm 0{,}1\%$ ($\pm 1\%$ pentru *pnp*). Rezultă că pentru surse de curent *npn* utilizarea rezistoarelor în emitor conduce la o îmbunătăţire semnificativă a împerecherii în curent. Pentru sursele de curent *npn*, neîmperecherea în α_F este mai mare datorită valorii mai mici a câştigului în curent, iar avantajul este mai puţin semnificativ.

De surse de curent împerecheate este nevoie în mod uzual şi în circuitele integrate MOS analogice. Factorii care afectează împerecherea se pot calcula folosind circuitul din fig. 4.37.

Cele două tranzistoare prezintă neîmperecheri în rapoartele W/L şi în tensiunile de prag. Curenţii de drenă sunt daţi de:

$$I_{D1} = \frac{\mu_n C_{ox} (W/L)_1}{2} (V_{GS} - V_{t1})^2 , \tag{4.164}$$

$$I_{D2} = \frac{\mu_n C_{ox} (W/L)_2}{2} (V_{GS} - V_{t2})^2 . \tag{4.165}$$

Mărimile medie şi diferenţă se definesc în modalitatea obişnuită:

$$I_D = \frac{I_{D1} + I_{D2}}{2} , \tag{4.166}$$

$$\Delta I_D = I_{D1} - I_{D2} , \tag{4.167}$$

$$W/L = \frac{(W/L)_1 + (W/L)_2}{2} , \tag{4.168}$$

$$\Delta(W/L) = (W/L)_1 - (W/L)_2 , \tag{4.169}$$

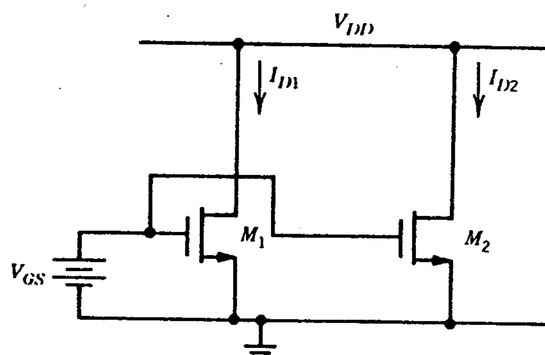


Fig. 4.37 Surse de curent MOS, împerecheate.

$$V_t = \frac{V_{t1} + V_{t2}}{2}, \tag{4.170}$$

$$\Delta V_t = V_{t1} - V_{t2}. \tag{4.171}$$

Înlocuind aceste expresii în (4.164) şi (4.165) şi neglijând termenii de ordin superior rezultă:

$$\frac{\Delta I_D}{I_D} = \frac{\Delta(W/L)}{(W/L)} - 2\frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t}. \tag{4.172}$$

Se observă că neîmperecherea în curent conţine doi termeni. Primul termen este dependent de geometrie şi independent de punctul static de funcţionare. Al doilea termen depinde de neîmperecherea tensiunilor de prag, crescând pe măsură ce valoarea lui $(V_{GS}-V_t)$ se reduce. Acest fapt se petrece deoarece neîmperecherea constantă a tensiunilor de prag devine progresiv o fracţiune tot mai mare din tensiunea totală de grilă care este aplicată tranzistoarelor: ca urmare eroarea procentuală este tot mai mare pe măsură ce $(V_{GS}-V_t)$ se reduce. Principala semnificaţie practică a acestui fapt îşi are originea în gradientul considerabil al valorii tensiunii de prag pe plachetă: ca urmare, polarizarea surselor de curent de un punct comun trebuie realizată cu grijă atunci când tranzistoarele sunt aşezate la distanţe mari unele de altele. Erori procentuale mari pot apare asupra valorii curenţilor de ieşire dacă astfel de tranzistoare aflate la distanţe mari sunt polarizate la valori foarte mici ale lui $(V_{GS}-V_t)$.

A4.2 POLARIZARE INDEPENDENTĂ DE SURSELE DE ALIMENTARE

Pentru sursa de curent simplă din fig. 4.1 valoarea curentului de ieşire este proporţională cu tensiunea de alimentare. Atunci când sursa de curent simplă se utilizează ca sursă de polarizare acest fapt constituie un dezavantaj. De exemplu, dacă această sursă ar fi utilizată într-un amplificator operaţional care trebuie să funcţioneze cu tensiuni de alimentare care variază de la 10 V la 30 V, curentul de polarizare se va modifica într-un raport de 3:1, iar puterea disipată într-un raport de 9:1. Acest aspect al funcţionării ca circuit de polarizare se poate caracteriza prin variaţia relativă a curentului de polarizare care rezultă pentru o variaţie relativă dată a tensiunii de alimentare.

Pentru sursa de curent simplă acest factor de merit este unitar. Sursa de curent Widlar (din fig. 4.8) este întrucâtva mai bună în ceea ce priveşte sensibilitatea faţă de sursa de alimentare. După cum se indică implicit în (4.20) şi se ilustrează în fig. 4.38 prezenţa rezistenţei din emitor dă o dependenţă aproximativ logaritmică a curentului de ieşire în funcţie de tensiunea de alimentare.

Pentru descrierea variaţiei curentului de ieşire în funcţie de tensiunea sursei de alimentare se utilizează sensibilitatea, S, care reprezintă variaţia relativă a curentului de ieşire raportată la variaţia relativă a tensiunii sursei de alimentare.

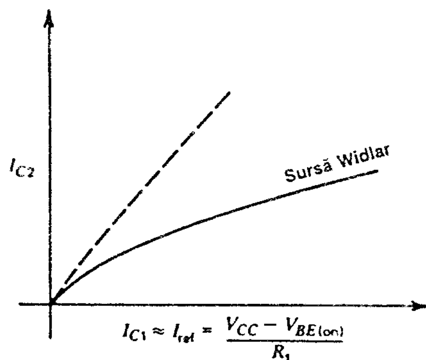


Fig. 4.38 Dependenţa de tensiunea de alimentare a curentului I_{C2}, pentru cazul sursei de curent Widlar.

Pentru variaţii mici

$$S_{V_{cc}}^{I_{C2}} = \frac{\frac{\Delta I_{C2}}{I_{C2}}}{\frac{\Delta V_{CC}}{V_{CC}}} = \frac{V_{CC}}{I_{C2}} \frac{\Delta I_{C2}}{\Delta V_{CC}} = \frac{V_{CC}}{I_{C2}} \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}} . \tag{4.173}$$

Sensibilitatea unui parametru oarecare y faţă de un alt parametru x se defineşte în mod asemănător:

$$S_x^y = \frac{x}{y} \frac{\partial y}{\partial x} . \tag{4.174}$$

În cazul sursei Widlar, curentul de ieşire I_{C2} este dat în mod implicit de expresia:

$$V_T = \ln \frac{I_{ref}}{I_{C2}} = I_{C2} R_2 . \tag{4.175}$$

Pentru determinarea sensibilităţii I_{C2} faţă de tensiunea sursei de alimentare, se diferenţiază (4.176) în raport cu V_{CC}:

$$V_T \frac{\partial}{\partial V_{CC}} \left[\ln \frac{I_{ref}}{I_{C2}} \right] = R_2 \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}} , \tag{4.176}$$

sau

$$V_T \left[\frac{I_{C2}}{I_{ref}} \right] \left[\frac{1}{I_{C2}} \frac{\partial I_{ref}}{\partial V_{CC}} - \frac{I_{ref}}{I_{C2}^2} \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}} \right] = R_2 \left[\frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}} \right] . \tag{4.177}$$

Rezolvând această ecuaţie pentru $\partial I_{C2} / \partial V_{CC}$ se obţine:

$$S_{V_{cc}}^{I_{C2}} = \frac{V_{CC}}{I_{C2}} \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{C2} R_2}{V_T}} \frac{V_{CC}}{I_{ref}} \frac{\partial I_{ref}}{\partial V_{CC}} \tag{4.178}$$

şi deci

$$S_{V_{CC}}^{I_{C2}} = \frac{1}{1 + \dfrac{I_{C2}R_2}{V_T}} S_{V_{CC}}^{I_{ref}} . \tag{4.179}$$

Dacă tensiunea V_{CC} este mult mai mare decât o cădere de tensiune directă de diodă, atunci sensibilitatea lui I_{ref} faţă de V_{CC} este aproximativ egală cu unitatea deoarece

$$I_{ref} \approx \frac{V_{CC}}{R} . \tag{4.180}$$

În cazul exemplului anterior în care I_{ref}=1 mA, I_{C2}=10 μA şi R_2=11,9 kΩ se obţine, utilizând (4.179),

$$S_{V_{CC}}^{I_{C2}} = \frac{V_{CC}}{I_{C2}} \frac{\partial I_{C2}}{\partial V_{CC}} = \frac{1}{1 + \dfrac{119 \text{ mV}}{26 \text{ mV}}} = 0,13 . \tag{4.181}$$

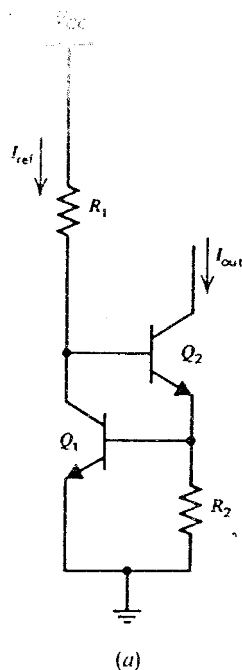
Deci, pentru acest caz, o variaţie de 10% a tensiunii de alimentare conduce la o variaţie de numai 1,3% a curentului I_{C2}.

Pentru multe tipuri de circuite analogice acest nivel de independenţă faţă de sursa de alimentare nu este adecvat. O independenţă mult mai marcată se poate obţine făcând valoarea curenţilor din circuit dependentă de o tensiune standard şi nu de tensiunea de alimentare. Circuitele de polarizare de referinţă se pot clasifica după tensiunea standard prin care se stabilesc curenţii de polarizare. Standardele cele mai convenabile sunt tensiunea V_{BE} sau V_{GS} a unui tranzistor, tensiunea termică V_T şi tensiunea de străpungere a unei joncţiuni *pn* polarizată invers. Fiecare din ele se poate utiliza pentru a realiza independenţa de tensiunea de alimentare; primele două au dezavantajul că tensiunea de referinţă este dependentă de temperatură: V_{BE} şi V_{GS} au un coeficient de temperatură negativ de 1—2 mV/°C, iar tensiunea termică unul pozitiv. Dioda Zener are dezavantajul că este necesară o tensiune de alimentare de cel puţin 7—8 V deoarece tehnologia circuitelor integrate standard produce tranzistoare *npn* cu o tensiune de străpungere emitor-bază de aproximativ 6 V; mai mult, joncţiunile *pn* care lucrează în condiţii de străpungere produc o tensiune de zgomot importantă. Zgomotul în condiţii de străpungere în avalanşă se va discuta ulterior în *Capitolul 11*.

Circuite de polarizare de referinţă bazate pe tensiunea directă a joncţiunii bază-emitor. În forma sa cea mai simplă un astfel de circuit, realizat într-o tehnologie bipolară, este prezentat în fig. 4.39*a*.

Acest circuit se poate asimila unui circuit Wilson în care tranzistorul conectat ca diodă a fost înlocuit cu un rezistor. Curentul de referinţă este forţat să curgă prin Q_1; ca urmare tranzistorul Q_2 trebuie să furnizeze suficient curent prin R_2. Tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_1 va fi $V_{BE}(R_{ref})$. Dacă neglijăm curenţii de bază, curentul I_{out} va fi egal cu curentul de emitor al tranzistorului Q_2, care este chiar curentul care curge prin rezistorul R_2. Deoarece căderea de tensiune pe R_2 este egală cu un V_{BE}, curentul de ieşire este proporţional cu această tensiune bază-emitor. Deci neglijând curenţii de bază se obţine

$$I_{out} = \frac{V_{BE1}}{R_2} = \frac{V_T}{R_2} \ln \frac{I_{ref}}{I_{S1}} . \tag{4.182}$$



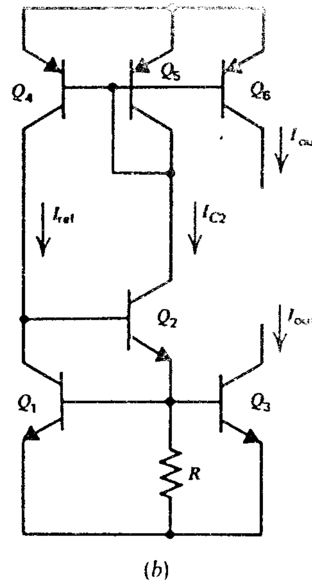


Fig. 4.39*a* Polarizare independentă de alimentare, utilizând ca referință tensiunea V_{BE}.

Fig. 4.39*b* Sursă cu autopolarizare care utilizează ca referință tensiunea V_{BE}.

Circuitul din fig. 4.39*a* nu este însă complet independent de alimentare; tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_1 se modifică ușor în funcție de tensiunea sursei de alimentare, deoarece curentul de colector al tranzistorului Q_1 este proporțional cu V_{CC}. Acest fapt constituie de multe ori o problemă a circuitelor de polarizare al căror curent de referință se obține printr-un rezistor conectat la sursa de alimentare, deoarece valoarea curentului într-o anumită porțiune a circuitului se va schimba odată cu modificarea tensiunii de alimentare.

Independența față de sursa de alimentare se poate îmbunătăți în mod major prin utilizarea tehnicii de polarizare bootstrap, denumită de asemenea și autopolarizare. În acest caz, curentul de referință nu se mai obține prin conectarea unui rezistor la sursa de alimentare, ci este făcut să depindă direct chiar de curentul de ieșire al sursei de curent. Presupunând că bucla de reacție, care se formează prin această conectare, are un punct de funcționare stabil curenții din circuit vor fi mult mai puțin dependenți de tensiunea sursei de alimentare în comparație cu cazul polarizării rezistive. Aplicarea acestei tehnici la sursa de curent care utilizează ca referință tensiunea V_{BE} este ilustrată în fig. 4.39*b*. Vom presupune pentru simplitate că $V_A = \infty$. Circuitul compus din tranzistoarele Q_1, Q_2 și rezistorul R impune dependența logaritmică a curentului I_{C2} în funcție de I_{ref}, după cum se indică în fig. 4.39*c* în conformitate cu relația 4.182. Pe de altă parte sursa de curent compusă din tranzistoarele de arie egală Q_4 și Q_5 impune ca valorile curenților I_{C2} și I_{ref} să fie egale (linia punctată în fig. 4.39*c*). Punctul de funcționare al circuitului trebuie să satisfacă ambele condiții; ca urmare, în planul I_{C2},I_{ref} el se va plasa la intersecția celor două caracteristici. Dacă se face abstracție de efectele date de valoarea finită a rezistenței de ieșire a tranzistoarelor curenții de polarizare rezultă independenți de tensiunea de alimentare. Dacă este necesar, rezistența de ieșire a surselor de curent se poate crește prin utilizarea în circuit a unor surse de tip cascodă sau Wilson

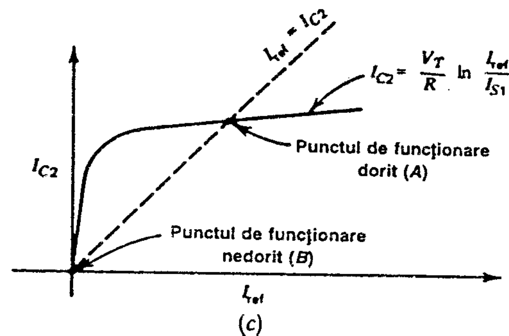


Fig. 4.39*c* Determinarea punctului de funcţionare.

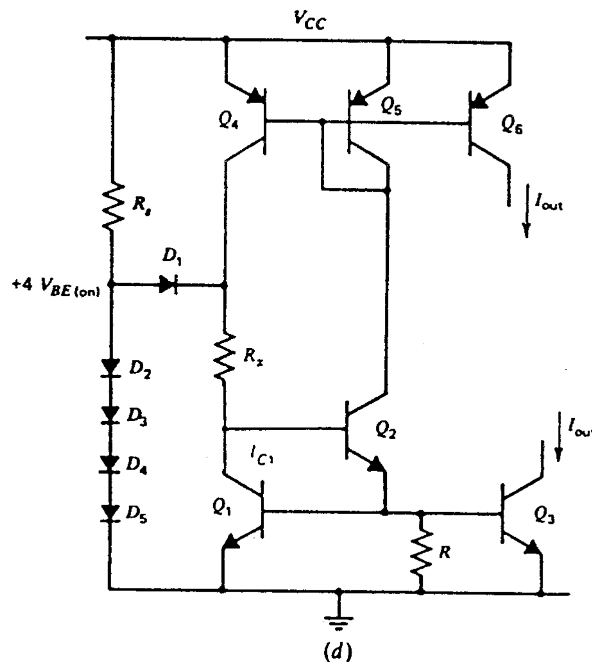


Fig. 4.39*d* Circuitul de pornire pentru evitarea stării de curent nul.

Curentul de ieşire este de fapt furnizat de tranzistoarele Q_6 şi Q_3, ale căror arii de emitor sunt egale, respectiv, cu acelea ale tranzistoarelor Q_5 şi Q_1.

Un aspect important al funcţionării circuitelor cu autopolarizare este dat de faptul că de multe ori ele au un punct stabil de funcţionare în care curenţii sunt nuli, cu toate că tensiunea sursei de alimentare este nenulă. În mod obişnuit este necesară existenţă unui circuit separat „de pornire“ care evită posibilitatea ca circuitul să rămână în această situaţie. De exemplu, circuitul din fig. 4.39*b* are două puncte stabile de funcţionare, la intersecţia caracteristicilor de transfer indicate în fig. 4.39*c*. În mod normal punctul *B* ar fi un punct de funcţionare instabil; o analiză mai detaliată a circuitului arată că reacţia din circuit în acest punct este pozitivă şi că circuitul tinde că iasă singur din această stare. Comportarea circuitelor cu reacţie pozitivă şi negativă va fi discutată ulterior în *Capitolele 8* şi *9*.

În circuitele reale de acest tip, punctul B este însă în mod obişnuit un punct stabil deoarece în acest punct curenţii prin tranzistoare sunt foarte mici, de obicei de ordinul pA. După cum s-a discutat în *Capitolul 1*, câştigul în curent al tranzistoarelor la nivele foarte mici de curent scade, fiind de obicei subunitar pentru curenţi de colector de ordinul pA. Ca urmare, circuitul nu mai este capabil să iasă singur din starea cu curenţi nuli şi fără măsuri speciale el se va bloca în această stare.

Starea de curent nul poate fi eliminată dacă se asigură întotdeauna ca prin tranzistoarele din circuit să curgă un curent astfel încât câştigul lor în curent să nu scadă la o valoare foarte mică. O cerinţă suplimentară este aceea ca circuitul adăugat pentru a asigura acest curent să nu interfereze cu funcţionarea normală a referinţei, odată ce s-a atins punctul de funcţionare dorit. Componentele suplimentare constituie ceea ce se numeşte circuitul de pornire; un exemplu tipic este ilustrat de fig. 4.39*d*. Să presupunem pentru început că circuitul se află în starea nedorită, de curent nul. În acest caz potenţialul bazei tranzistorului Q_1 este egal cu al masei. Potenţialul bazei tranzistorului Q_2 va fi de zeci de mV, determinat de curenţii reziduali din circuit. Cum tensiunea din anodul diodei D_1 este egală cu patru căderi de tensiune directă de diodă, căderea de tensiune pe rezistenţa R_2 va fi de aproximativ trei tensiuni directe de diodă şi ca urmare prin R_x va curge un curent în combinaţia Q_1—Q_2. Acest fapt va determina trecerea unui curent şi prin Q_3, Q_4 eliminându-se astfel starea de curent nul. În acest fel circuitul de polarizare de referinţă se duce singur spre starea stabilă dorită; vom mai cere ca circuitul de pornire să nu afecteze valorile staţionare ale curentului. Acest lucru se poate realiza făcând pe R_x suficient de mare astfel încât după stabilirea curentului staţionar prin tranzistorul Q_1, căderea de tensiune pe R_x să fie suficient de mare ca să polarizeze invers dioda D_1. În regim staţionar tensiunea faţă de masă în colectorul tranzistorului Q_1 este de două tensiuni directe de diodă, iar în anodul diodei D_1 de patru tensiuni directe de diodă. Deci dacă facem produsul $I_{C1}R_x$ egal cu două tensiuni directe de diodă, căderea de tensiune pe dioda D_1 va fi nulă în regim staţionar. Ca urmare, în regim staţionar, circuitul de pornire compus din R_3, D_2—D_5 şi D_1 este efectiv deconectat de la circuit. Deoarece valoarea R_s nu este critică de multe ori se utilizează o rezistenţă epitaxială sau un TEC de tipul descris în *Capitolul 2* obţinându-se în acest fel o valoare mare de rezistenţă într-o arie mică.

Un al doilea aspect important al funcţionării unor astfel de circuite de polarizare este dat de dependenţa lor de temperatură. Această dependenţă se exprimă în modul cel mai convenabil prin variaţia relativă a curentului de ieşire pentru o variaţie de temperatură de un grad Celsius, pe care o denumim coeficientul de temperatură relativ, CT_R:

$$CT_R = \frac{1}{I_{out}}\frac{\partial I_{out}}{\partial T}\,. \tag{4.183}$$

Pentru circuitul cu referinţă V_{BE} din fig. 4.39*b*:

$$I_{out} = \frac{V_{BE1}}{R}\,, \tag{4.184}$$

$$\frac{\partial I_{out}}{\partial T} = \frac{1}{R}\frac{\partial V_{BE1}}{\partial T} - \frac{V_{BE1}}{R^2}\frac{\partial R}{\partial T} = \tag{4.185}$$

$$= I_{out}\left[\frac{1}{V_{BE1}}\frac{\partial V_{BE1}}{\partial T} - \frac{1}{R}\frac{\partial R}{\partial T}\right] \tag{4.186}$$

obţinându-se

$$CT_R = \frac{1}{V_{BE1}}\frac{\partial V_{BE1}}{\partial T} - \frac{1}{R}\frac{\partial R}{\partial T} . \tag{4.187}$$

Deci dependenţa de temperatură a curentului de ieşire I_{out} este dată de diferenţa între coeficientul de temperatură al rezistorului şi cel al tensiunii bază-emitor. Deoarece primul este pozitiv iar al doilea negativ, valoarea coeficientului de temperatură total, TC_R, rezultă mare.

■ EXEMPLU

Să se proiecteze o sursă de polarizare de referinţă ca aceea din fig. 4.39*b* pentru a se obţine un curent de ieşire de 100 μA. Să se determine valoarea TC_R. Pentru tranzistorul Q_1 se va presupune că $I_S = 10^{-14}$ A şi că $\Delta V_{BE}/\Delta T = -2$ mV/°C. Pentru rezistenţă se va lua $(1/R)(\partial R/\partial T) = +1500$ ppm/°C.

Curentul prin tranzistorul Q_1 va fi egal cu I_{out} astfel că

$$V_{BE1} = V_T \ln\frac{100\ \mu\text{A}}{10^{-14}\ \text{A}} = 598\ \text{mV} .$$

Din (4.184) se găseşte

$$R = \frac{598\ \text{mV}}{0{,}1\ \text{mA}} = 5{,}98\ \text{k}\Omega .$$

Coeficientul de temperatură se calculează folosind relaţia 4.187:

$$CT_R = \frac{-2\ \text{mV}/°C}{598\ \text{mV}} - 1{,}5\times10^{-3} = -3{,}3\times10^{-3} - 1{,}5\times10^{-3}$$

deci

$$CT_R = -4{,}8\times10^{-3} = -4800\ \text{ppm}/°\text{C} .$$

(ppm este o abreviere pentru *părţi per milion*, implicând o multiplicare cu 10^{-6}). ■

Circuite de polarizare de referinţă sunt utilizate şi în tehnologiile CMOS. Un exemplu este prezentat în fig. 4.40 în care tranzistorul *pnp* este tranzistorul parazit care există inerent în tehnologiile CMOS.

Un circuit în care se folosesc tranzistoare *npn* se poate realiza în tehnologiile CMOS în care substratul este de tip *n*. Această metodă de polarizare nu este posibilă în tehnologiile NMOS din cauza inexistenţei diodelor şi tranzistoarelor. Bucla de reacţie formată de tranzistoarele M_1, M_2, M_3 şi M_4 forţează egalitatea curenţilor prin tranzistorul Q_1 şi prin rezistorul R. Presupunând că tranzistoarele sunt împerecheate,

$$I_{out} = I = \frac{V_{BE1}}{R} . \tag{4.188}$$

Performanţele acestor circuite pot fi îmbunătăţite, indiferent de tehnologia folosită, prin înlocuirea surselor de curent simple cu surse de curent cascodă.

Un circuit foarte asemănător cu acela din fig. 4.39 se poate implementa în tehnologia MOS folosind în locul tensiunii V_{BE} a tranzistorului bipolar tensiunea V_{GS} a TECMOS.

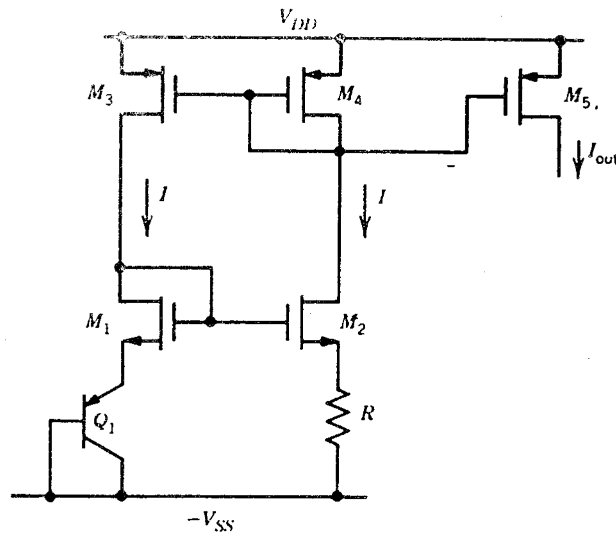


Fig. 4.40 Exemplu de circuit cu autopolarizare care utilizează ca referinţă tensiunea V_{BE}, realizat în tehnologie CMOS.

Un exemplu este prezentat în fig. 4.41 unde sursa de curent M_3, M_4 forţează egalitatea curenţilor prin tranzistorul M_1 şi prin rezistorul R. Neglijând efectul de modulare a lungimii canalului şi efectul de substrat se obţine:

$$IR = V_{GS1} = V_{t1} + \sqrt{\frac{2I}{\mu_n C_{ox}(W/L)_1}} . \qquad (4.189)$$

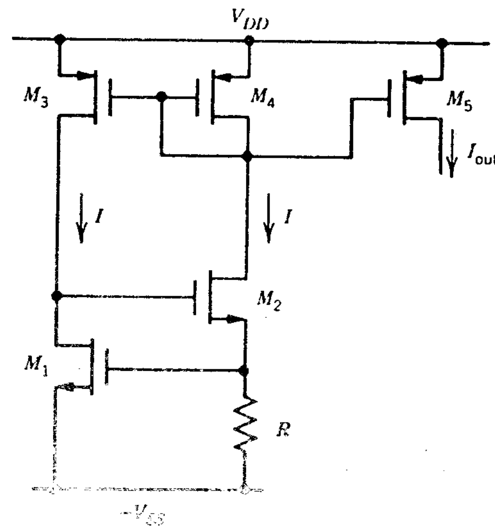


Fig. 4.41 Exemplu de circuit cu autopolarizare care utilizează ca referinţă tensiunea V_t.

Cazul de interes este acela în care cel de al doilea termen din relaţia anterioară, reprezentând ($V_{GS} - V_t$) a tranzistorului M_1, este mic în comparaţie cu tensiunea de prag. Această situaţie se poate realiza alegând un curent de polarizare suficient de mic şi un raport W/L mare. În aceste condiţii curentul de polarizare I este dat de:

$$I_{out} = I = \frac{V_t}{R} . \tag{4.190}$$

Circuite de polarizare de referinţă bazate pe tensiunea termică V_T. O altă sursă pentru tensiunea de referinţă o constituie tensiunea termică, V_T. Se poate arăta că diferenţa între tensiunile de pe două joncţiuni care funcţionează la densităţi de curent diferite este proporţională cu V_T. Pentru a se obţine curentul de polarizare această diferenţă de tensiune trebuie convertită într-un curent.

Pentru sursa Widlar (vezi fig. 4.8) s-a arătat (vezi relaţia 4.20) că tensiunea pe rezistenţa R_2 este

$$V_X = I_{C2} R_2 = V_T \ln \frac{I_{C1} I_{S2}}{I_{C2} I_{S1}} . \tag{4.191}$$

Dacă raportul celor doi curenţi de colector este menţinut constant tensiunea pe R_2 va fi într-adevăr proporţională cu V_T. Acest fapt este utilizat în circuitul cu autopolarizare din fig. 4.42*a*. Aici curenţii de colector I_{C1} şi I_{C2} sunt siliţi să fie egali de către sursa de curent formată de tranzistoarele Q_3 şi Q_4 care au arii egale. Să presupunem, de exemplu, că tranzistorul Q_2 are o arie dublă faţă de aria tranzistorului Q_1 (deci şi I_{S2} are o valoare dublă faţă de I_{S1}), astfel că pe rezistenţa R_2 căderea de tensiune va fi

$$V_X = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = V_T \ln 2 \tag{4.192}$$

deoarece $I_{C1} = I_{C2}$. Această tensiune apare pe R_2 şi produce un curent

$$I_{C2} = \frac{V_T}{R_2} \ln 2 . \tag{4.193}$$

Circuitul cu autopolarizare cu reacţie utilizat în acest caz pentru a impune egalitatea curenţilor prin tranzistoarele Q_1 şi Q_2 constă din sursa de curent *pnp* formată de tranzistoarele Q_3 şi Q_4. După cum rezultă şi din fig. 4.42*b* sunt posibile numai două puncte de funcţionare, unul în origine — de curent nul — şi altul la valoarea dorită a curentului de funcţionare. Pentru a se elimina apariţia stării de curent nul este necesar şi aici un circuit de pornire.

Variaţia cu temperatura a curentului de ieşire se poate calcula în felul următor. Din (4.193) se obţine:

$$\frac{1}{I_{C2}} \frac{\partial I_{C2}}{\partial T} = \frac{1}{I_{C2}} \frac{\partial}{\partial T} \left(\frac{V_T}{R_2} \ln 2 \right) = \tag{4.194}$$

$$= \frac{1}{I_{C2}} \left[\frac{V_T}{R_2} \ln 2 \left(\frac{1}{V_T} \frac{\partial V_T}{\partial T} - \frac{1}{R_2} \frac{\partial R_2}{\partial T} \right) \right] . \tag{4.195}$$

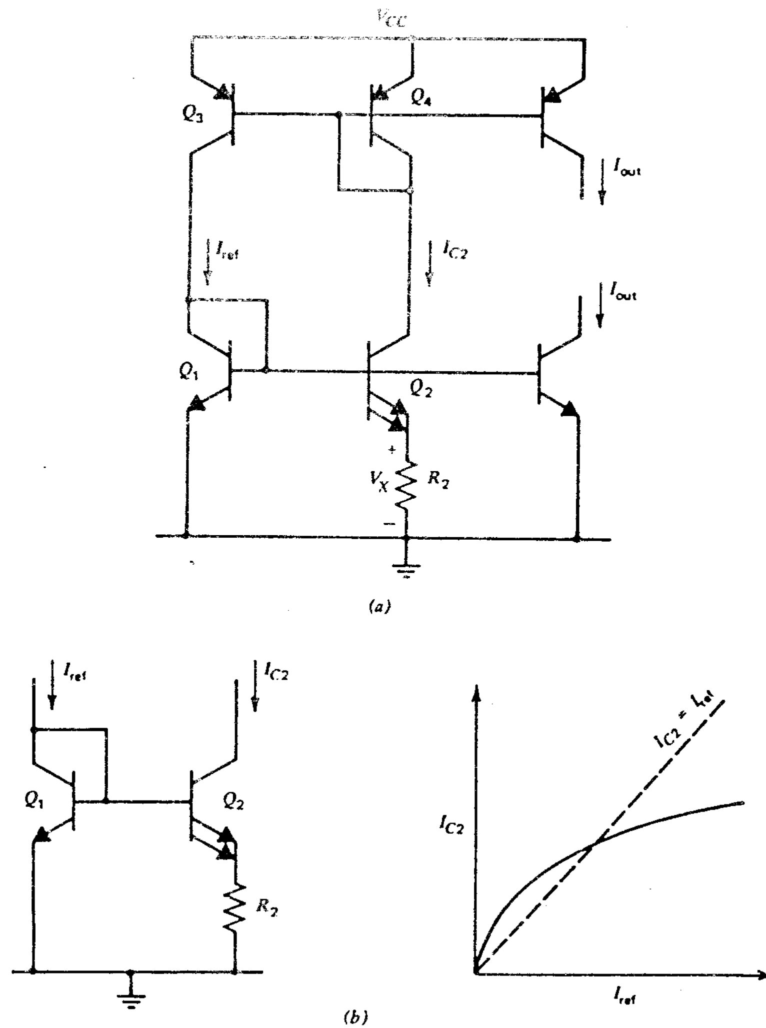


Fig. 4.42 (*a*) Sursă de polarizare care utilizează tensiunea termică. (*b*) Determinarea punctului de funcționare.

Utilizând din nou (4.193) se găsește:

$$\frac{1}{I_{C2}}\frac{\partial I_{C2}}{\partial T} = \left(\frac{1}{V_T}\frac{\partial V_T}{\partial T} - \frac{1}{R_2}\frac{\partial R_2}{\partial T}\right) . \qquad (4.196)$$

Noi am ales ca exemplu un raport de arii ale tranzistoarelor de 2. De fapt acest raport se alege astfel încât să se aducă la minimum aria totală cerută pentru tranzistoare și rezistorul R_2. În comparație cu cazul în care se utilizează tensiunea V_{BE}, acest circuit are un coeficient de temperatură [illegible], deoarece sensibilitățile relative atât ale tensiunii V_T cât și ale rezistorului difuzat R_2 sunt pozitive și tind să se anuleze reciproc.

■ **EXEMPLU**

Să se proiecteze o sursă de polarizare de referință de tipul indicat în fig. 4.42 pentru a se obține un curent de ieşire de 100 μA. Să se găsească TC_R al curentului I_{out}. Se va presupune o rezistență de bază cu $(1/R)(\partial R/\partial T) = +1500$ ppm/°C.

Folosind (4.193)

$$I_{out} = \frac{V_T}{R_2} \ln 2$$

se obține:

$$R_2 = \frac{(26 \text{ mV})(\ln 2)}{100\ \mu\text{A}} = 180\ \Omega\ .$$

Din (4.196) se găseşte:

$$TC_R = \frac{1}{I_{out}}\frac{\partial I_{out}}{\partial T} = \frac{1}{V_T}\frac{\partial V_T}{\partial T} - 1500\times10^{-6}$$

$$= \frac{1}{V_T}\left(\frac{V_T}{T}\right) - 1500\times10^{-6} = \frac{1}{T} - 1500\times10^{-6}\ .$$

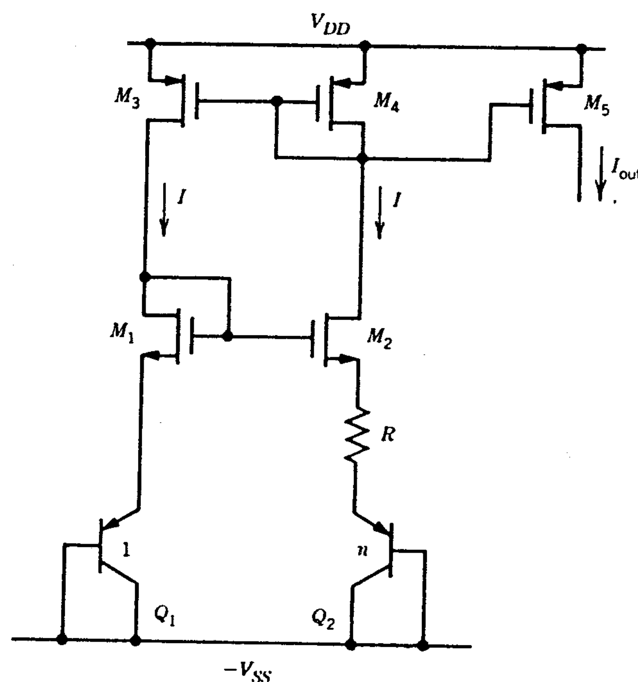


Fig. 4.43 Exemplu de circuit cu autopolarizare care utilizează ca referință tensiunea V_T.

Presupunând că circuitul are temperatura camerei T=300 K rezultă:

$$\frac{1}{I_{out}}\frac{\partial I_{out}}{\partial T} = 3300\times10^{-6} - 1500\times10^{-6} = 1800 \text{ ppm/°C} .$$

■

Circuite de polarizare care folosesc ca referinţă tensiunea V_T sunt curent utilizate şi în tehnologiile CMOS. Un exemplu simplu este prezentat în fig. 4.43 în care Q_1 şi Q_2 au ariile într-un raport n iar bucla de reacţie le forţează să funcţioneze cu curenţi egali. Ca urmare diferenţa între cele două tensiuni V_{BE} trebuie să apară pe rezistorul R, curentul rezultant fiind

$$I = \frac{V_T \ln n}{R} . \tag{4.197}$$

În circuitul din fig. 4.43 micile diferenţe între tensiunile V_{GS} ale tranzistoarelor M_1, M_2 conduc la variaţii mari ale curentului de ieşire, deoarece căderea de tensiune pe R este de ordinul a numai 100 mV. Aceste diferenţe de tensiuni grilă-sursă rezultă din neîmperecherea tranzistoarelor sau din modularea lungimii canalului pentru M_1 şi M_2 deoarece au tensiuni de drenă diferite. Implementările practice ale acestui circuit utilizează tipic geometrii mari pentru M_1 şi M_2 pentru a minimiza ofsetul şi surse de curent Wilson sau cascodă pentru a minimiza efectul de modulare a lungimii canalului. Un exemplu tipic de circuit practic este dat în fig. 4.44.

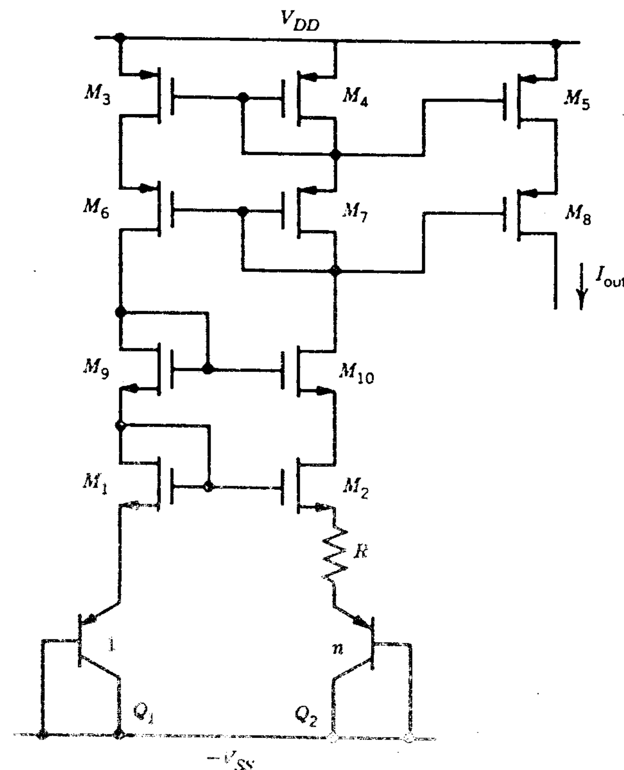


Fig. 4.44 Exemplu de circuit cu autopolarizare cu referinţă V_T, în care se folosesc surse de curent cascodă pentru îmbunătăţirea rejecţiei sursei de alimentare şi a preciziei iniţiale.

A4.3 POLARIZARE INDEPENDENTĂ DE TEMPERATURĂ

După cum s-a văzut din exemplele din *Anexa A4.2* circuitele care folosesc ca referinţă tensiunea bază-emitor şi tensiunea termică au un coeficient de temperatură al curentului de ieşire destul de ridicat, circuitul care utilizează tensiunea termică fiind însă considerabil mai bun. Îmbunătăţirea comportării cu temperatura se poate realiza pe două căi diferite: referinţă cu diodă Zener şi referinţă de bandă interzisă. Vom considera pentru început utilizarea ca referinţă a diodei Zener.

A4.3.1 Circuite de polarizare care utilizează ca referinţă o diodă Zener

Un circuit tipic de polarizare care utilizează ca referinţă o diodă Zener este prezentat în fig. 4.45*a*. O joncţiune emitor-bază a unui tranzistor *npn* care conduce un curent invers are o tensiune de străpungere Zener sau în avalanşă cuprinsă între 6 şi 8 V, în funcţie de particularităţile de proces. În această regiune rezistenţa incrementală este mică, dispozitivul fiind

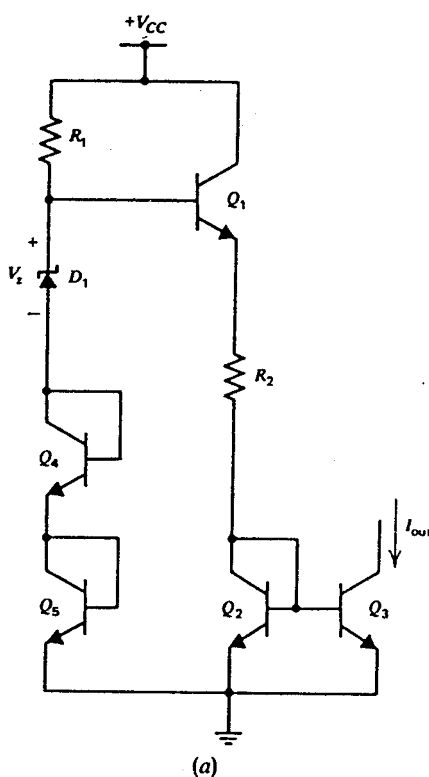


Fig. 4.45*a* Circuit de polarizare care utilizează ca referinţă o diodă Zener.

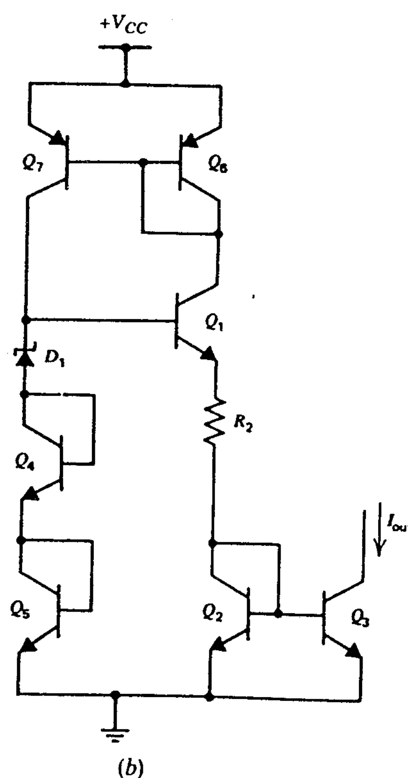


Fig. 4.45*b* Circuit cu autopolarizare care utilizează ca referinţă o diodă Zener.

asemănător cu o sursă de tensiune, cu un coeficient de temperatură care este aproape nul pentru tensiuni de străpungere de ordinul a 5 V şi care creşte la aproximativ 4 mV/°C pentru tensiuni Zener de aproximativ 8 V. Dependenţa coeficientului de temperatură al tensiunii de străpungere de valoarea tensiunii de străpungere este dată în fig. 2.45*b*. În circuitul din fig. 4.45*a* rezistorul R_1 asigură curentul continuu necesar pentru polarizarea elementelor D_1, Q_4 şi Q_5. Potenţialul bazei tranzistorului Q_1, V_{B1}, este egal cu V_Z plus două tensiuni directe de diodă. Căderea de tensiune pe R_2 este egală cu V_{B1} minus o tensiune directă de diodă (Q_2) şi tensiunea pe joncţiunea bază-emitor a tranzistorului Q_1. Deci, căderea de tensiune pe R_2 este aproape egală cu V_Z şi, ca urmare,

$$I_{out} \approx \frac{V_Z}{R_2}\,. \tag{4.198}$$

Acest circuit are o uşoară dependenţă de tensiunea sursei de alimentare deoarece valoarea curentului prin rezistenţa R_1 se schimbă atunci când variază sursa de alimentare. Ca urmare se modifică şi curentul prin Q_3, Q_4 şi D_1. Deoarece aceste dispozitive au o rezistenţă incrementală finită, variază şi tensiunea în baza tranzistorului Q_1. La fel ca şi în exemplele anterioare circuitul se poate realiza şi cu autopolarizare, ca în fig. 4.45*b*, eliminându-se astfel dependenţa de tensiunea sursei de alimentare.

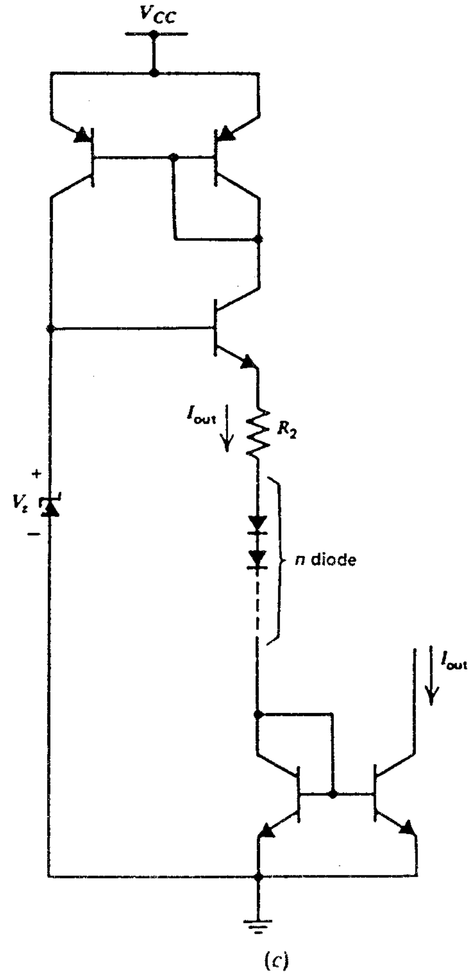


Fig. 4.45c Sursă de curent (care utilizează ca referinţă o diodă Zener) compensată în temperatură.

Aşa cum sunt, circuitele din fig. 4.45*a* şi fig. 4.45*b* produc la ieşire un *curent* care are un coeficient de temperatură CT_R mic numai dacă şi coeficientul de temperatură al rezistorului R_2 este mic. În cazul în care R_2 este un rezistor difuzat variaţia sa cu temperatura este însă semnificativă. Dacă anularea coeficientului de temperatură CT_R al curentului I_{out} constituie un obiectiv al proiectării, în serie cu R_2 se pot adăuga diode care să compenseze variaţia cu temperatura a rezistorului R_2 şi a tensiunii V_Z (vezi fig. 4.45*c*). În acest caz

$$V_Z = I_{out} R_2 + (n+2) V_{BE(on)} \tag{4.199}$$

unde n este numărul de diode de compensare în temperatură. Diferenţiind faţă de temperatură se obţine:

$$\frac{\partial V_Z}{\partial T} = R_2 \frac{\partial I_{out}}{\partial T} + I_{out} \frac{\partial R_2}{\partial T} + (n+2) \frac{\partial V_{BE(on)}}{\partial T}\,. \tag{4.200}$$

Împărţind prin $R_2 I_{\text{out}}$ rezultă:

$$\frac{1}{R_2 I_{\text{out}}}\frac{\partial V_Z}{\partial T} = \frac{1}{I_{\text{out}}}\frac{\partial I_{\text{out}}}{\partial T} + \frac{1}{R_2}\frac{\partial R_2}{\partial T} + \frac{n+2}{I_{\text{out}} R_2}\frac{\partial V_{BE(\text{on})}}{\partial T} . \tag{4.201}$$

Deci, pentru a anula coeficientul de temperatură CT_R al curentului I_{out} este necesar ca:

$$\frac{1}{I_{\text{out}}}\frac{\partial I_{\text{out}}}{\partial T} = 0 = \frac{1}{R_2 I_{\text{out}}}\left[\frac{\partial V_Z}{\partial T} - (n+2)\frac{\partial V_{BE(\text{on})}}{\partial T}\right] - \frac{1}{R_2}\frac{\partial R_2}{\partial T} . \tag{4.202}$$

■ **EXEMPLU**

Să se determine valorile necesare pentru n şi R_2 din fig. 4.45*c* astfel ca să se obţină un curent de ieşire de 100 μA al cărui coeficient de temperatură relativ să aibă valoarea cea mai mică posibilă. Se va presupune că:

$$\frac{\partial V_Z}{\partial T} \approx +2{,}5\ \text{mV/°C} , \qquad V_Z = 6{,}2\ \text{V} ,$$

$$\frac{1}{R}\frac{\partial R}{\partial T} = +2000\ \text{ppm/°C} ,$$

$$\frac{\partial V_{BE(\text{on})}}{\partial T} = -2\ \text{mV/°C} , \qquad V_{BE(\text{on})} = 0{,}6\ \text{V} .$$

Din (4.202) se obţine:

$$0 = 2{,}5\ \text{mV/°C} - (n+2)(-2\ \text{mV/°C}) - R_2 I_{\text{out}}(2000\times 10^{-6}) .$$

Din (4.199) rezultă condiţia suplimentară:

$$V_Z = I_{\text{out}} R_2 + (n+2)V_{BE(\text{on})} .$$

Combinând aceste relaţii se obţine:

$$0 = 2{,}5\ \text{mV/°C} - (n+2)(-2\ \text{mV/°C}) - [V_Z - (n+2)V_{BE(\text{on})}](2000\times 10^{-6}) .$$

Prin rezolvarea acestei ecuaţii se găseşte

$$n = 1{,}09 .$$

Din (4.199) se obţine R_2=43,4 kΩ. Se observă că numărul optim de diode nu este un întreg. Obţinerea valorii dorite a lui n se poate realiza cu circuitul din fig. 4.46*a*, denumit multiplicator de V_{BE}* care produce o tensiune care este o fracţiune arbitrară din $V_{BE(\text{on})}$. Presupunând că s-a aplicat o tensiune V şi că se poate neglija curentul de bază al tranzistorului rezultă

$$V_{BE} = V\frac{R_2}{R_1 + R_2} .$$

* De multe ori, în literatura tehnică românească apare termenul de "diodă multiplicată" (n.t.).

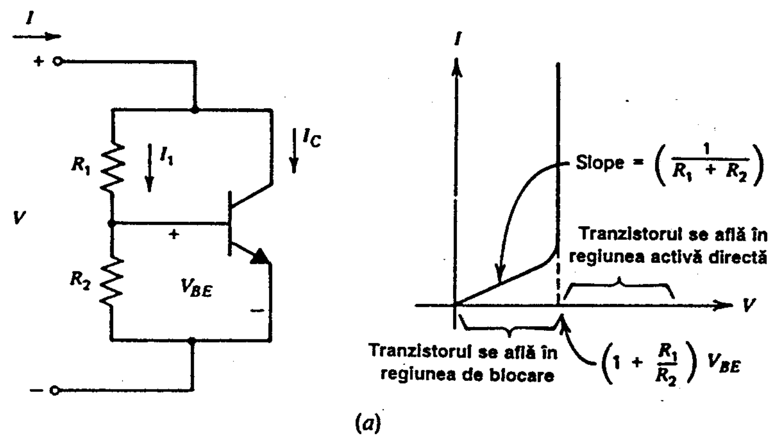


Fig. 4.46*a* Circuitul multiplicator de V_{BE}.

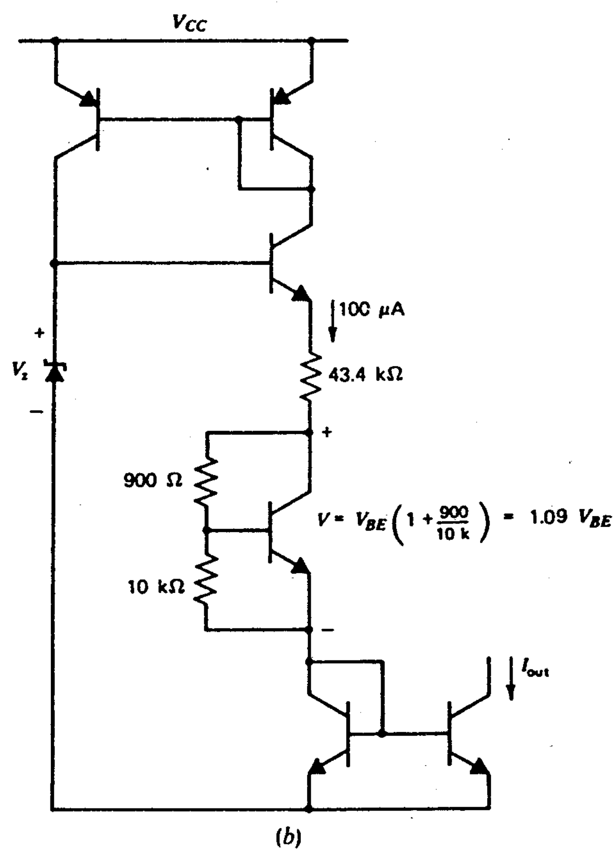


Fig. 4.46*b*. Sursă de curent de polarizare (care utilizează ca referinţă o diodă Zener) de 100 μA, cu coeficient de temperatură mic.

Curentul de colector este dat de

$$I_C = I_S \exp\left[\frac{V_{BE}}{V_T}\right] = I_S \exp\left[\frac{VR_2}{R_1+R_2}\frac{1}{V_T}\right] .$$

Curentul total I, este egal cu (I_1+I_C):

$$I = I_1 + I_C = \frac{V}{R_1+R_2} + I_S \exp\left[\frac{VR_2}{R_1+R_2}\frac{1}{V_T}\right] .$$

În mod normal circuitul funcţionează în regiunea în care curentul I_C este mult mai mare decât curentul I_1. În această regiune

$$I \approx I_S \exp\left[\frac{VR_2}{R_1+R_2}\frac{1}{V_T}\right]$$

relaţie din care se obţine:

$$V = \left[1 + \frac{R_1}{R_2}\right] V_T \ln\frac{I}{I_S} = \left[1 + \frac{R_1}{R_2}\right] V_{BE}(I) .$$

Rezultă că tensiunea la borne este egală cu o constantă care înmulţeşte tensiunea V_{BE}.

Realizarea unei surse de curent, cu un coeficient de temperatură nul, care utilizează un astfel de circuit este prezentată în fig. 4.46*b*.

A4.3.2 Circuite de polarizare care utilizează o referinţă „bandă interzisă"

Dezavantajul circuitelor de polarizare care utilizează ca referinţă o diodă Zener este dat de faptul că sursa de alimentare trebuie să aibă o tensiune de cel puţin 7—10 V pentru a aduce dioda în zona de străpungere. În plus, dioda lucrând în avalanşă, în circuit se introduce un zgomot substanţial. Ca urmare suntem conduşi să examinăm şi alte posibilităţi de realizare a unui circuit de polarizare cu coeficient de temperatură scăzut. Deoarece sursele care folosesc ca referinţă tensiunea $V_{BE(on)}$ şi tensiunea V_T au coeficienţi de temperatură de semne opuse, există posibilitatea de a utiliza ca referinţă în obţinerea curentului de ieşire o tensiune dată de suma ponderată a tensiunilor $V_{BE(on)}$ şi V_T, ideea fiind ca printr-o ponderare convenabilă să se atingă o valoare nulă a coeficientului de temperatură.

În discuţia de până acum asupra surselor de polarizare ne-am concentrat asupra problemei obţinerii unui *curent* cu un coeficient de temperatură mic. De fapt, de multe ori apare şi necesitatea unei *tensiuni* de polarizare cu un coeficient de temperatură redus (sau, pe scurt, o referinţă de *tensiune*), un exemplu potrivit fiind tensiunea de referinţă a unui stabilizator de tensiune. Proiectarea acestor două tipuri de circuite este asemănătoare, excepţie făcând faptul că în cazul sursei de curent în tensiunea de referinţă este introdus în mod intenţionat un coeficient de temperatură, pentru a compensa coeficientul de temperatură al rezistenţei prin

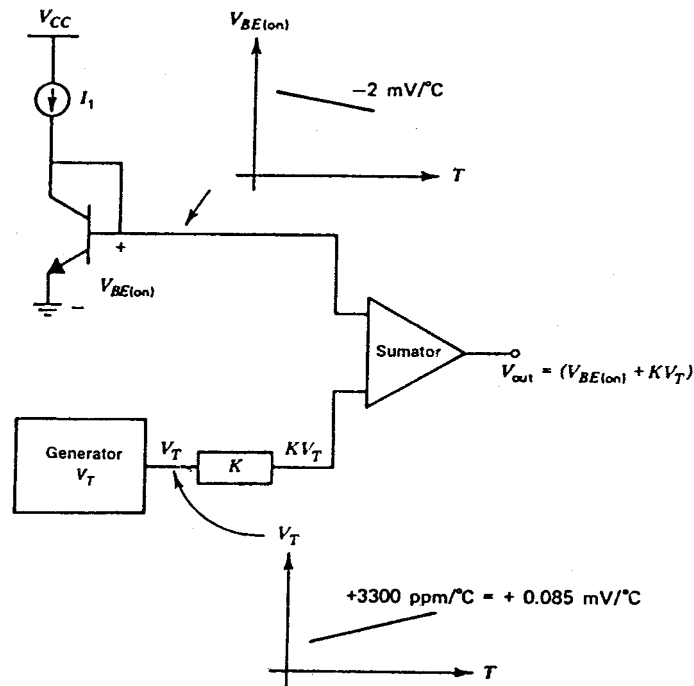


Fig. 4.47 Circuitul unei referințe de bandă interzisă, ipotetice.

intermediul căreia se definește valoarea curentului. În discuția care urmează despre referința de bandă interzisă vom presupune pentru simplitate că obiectivul îl constituie o sursă de *tensiune* cu un coeficient de temperatură mic.

Pentru început să considerăm circuitul ipotetic din fig. 4.47. La ieșire se obține o tensiune care este egală cu $V_{BE(on)}$ plus V_T înmulțit cu o constantă K. Pentru calculul valorii constantei K trebuie să determinăm mult mai precis coeficientul de temperatură al tensiunii $V_{BE(on)}$. Tensiunea V_{BE} se poate scrie, dacă se neglijează curentul de bază astfel:

$$V_{BE(on)} = V_T \ln \frac{I_1}{I_S} . \tag{4.203}$$

Curentul de saturație, se poate exprima în funcție de parametrii care caracterizează structura tranzistorului (vezi *Capitolul 1*)

$$I_S = \frac{qAn_i^2\overline{D}_n}{Q_B} = Bn_i^2\overline{D}_n = B'n_i^2T\overline{\mu}_n \tag{4.204}$$

unde n_i este concentrația purtătorilor minoritari, Q_B doparea totală din bază pe unitatea de arie, $\overline{\mu}_n$ mobilitatea medie a electronilor de bază, A aria joncțiunii emitor-bază și T, temperatura. Aici constantele B și B' implică numai mărimi independente de temperatură. Pentru scrierea

curentului I_S în funcţie de $\overline{\mu}_n$ şi n_i s-a utilizat relaţia lui Einstein $\mu_n=(q/kT)D_n$. Mărimile dependente de temperatură în (4.204) sunt date de relaţiile[7]

$$\overline{\mu}_n = CT^{-n} , \tag{4.205}$$

$$n_i^2 = DT^3 \exp\left[-\frac{V_{GO}}{V_T}\right] \tag{4.206}$$

unde V_{GO} este valoarea benzii interzise a siliciului, extrapolată la zero grade Kelvin. Mărimile D şi C sunt independente de temperatură valoarea lor exactă fiind în această analiză fără importanţă. Exponentul n, din expresia mobilităţii electronului $\overline{\mu}_n$ în regiunea bazei este dependent de nivelul de dopare din bază. Combinând (4.203), (4.204), (4.205) şi (4.206) se găseşte

$$V_{BE(on)} = V_T \ln\left[I_1 T^{-\gamma} E \exp\frac{V_{GO}}{V_t}\right] \tag{4.207}$$

unde E este o altă constantă, iar

$$\gamma = 4 - n . \tag{4.208}$$

În circuitele reale de tip „bandă interzisă" curentul I_1, nu este constant ci variază cu temperatura. În analiza de faţă vom presupune că această variaţie cu temperatura este constantă, fiind de forma

$$I_1 = GT^{\alpha} \tag{4.209}$$

unde G este o altă constantă independentă de temperatură. Combinând (4.207) şi (4.209) se obţine

$$V_{BE(on)} = V_{GO} - V_T[(\gamma - \alpha)\ \ln T - \ln EG] . \tag{4.210}$$

Din fig. 4.47 tensiunea de la ieşire rezultă

$$V_{out} = V_{BE(on)} + KV_T . \tag{4.211}$$

Înlocuind (4.210) în (4.211) se găseşte:

$$V_{out} = V_{GO} - V_T(\gamma - \alpha)\ \ln T + V_T(K + \ln EG) . \tag{4.212}$$

Această expresie dă dependenţa de temperatură a tensiunii de la ieşire în funcţie de parametrii circuitului G, α şi K şi de parametrii de dispozitiv E şi γ. Obiectivul nostru este de a obţine o tensiune V_o independentă de temperatură. Ca urmare, vom egala derivata tensiunii V_o în funcţie de temperatură cu zero, pentru a găsi valorile K, G şi γ care dau un coeficient de temperatură CT_R nul:

$$0 = \left.\frac{\mathrm{d}V_{out}}{\mathrm{d}T}\right|_{T=T_0} = \frac{V_{T0}}{T_0}(K + \ln EG) - \frac{V_{T0}}{T_0}(\gamma - \alpha)\ln T_0 - \frac{V_{T0}}{T_0}(\gamma - \alpha) . \tag{4.213}$$

În această relaţie V_{T0} este valoarea tensiunii termice, V_T la temperatura T_0. Rearanjarea relaţiei 4.213 conduce la

$$(K + \ln EG) = (\gamma - \alpha)\ln T_0 + (\gamma - \alpha) . \tag{4.214}$$

Această expresie dă valorile necesare ale parametrilor de circuit K şi G în funcţie de parametrii de dispozitiv, E şi γ. În principiu aceste valori pot fi calculate direct din (4.214). O exprimare mai limpede a dependenţei de temperatură a tensiunii de la ieşire se poate obţine înlocuind (4.214) în (4.212):

$$V_{out}(T) = V_{GO} + V_T(\gamma - \alpha)\left[1 + \ln\frac{T_0}{T}\right] . \tag{4.215}$$

Rezultă că dependenţa de temperatură a tensiunii de la ieşire este descrisă în totalitate de un singur parametru, T_0, care la rândul său este determinat de constantele K, E şi G. În fig. 4.48 se prezintă o familie tipică de caracteristici pentru variaţia tensiunii de ieşire, în funcţie de temperatură, pentru diferite valori ale temperaturii T_0, pentru cazul special în care α este nul şi curentul I_1 independent de temperatură.

Prin utilizarea relaţiei 4.215, se obţine expresia tensiunii de la ieşire, pentru temperatura la care CT_R este nul ($T=T_0$):

$$V_{out}(T)\big|_{T=T_0} = V_{GO} + V_{T0}(\gamma - \alpha) . \tag{4.216}$$

De exemplu, pentru a anula la 25°C coeficientul de temperatură CT_R, presupunând că $\gamma=3{,}2$ şi $\alpha=1$, este necesar ca

$$V_{out}(T)\big|_{T_0=25\,°C} = V_{GO} + 2{,}2\,V_{T0} . \tag{4.217}$$

Deoarece banda interzisă a siliciului este $V_{GO}=1{,}205$ V se obţine

$$V_{out}(T)\big|_{T_0=25\,°C} = 1{,}205\ \text{V} + 2{,}2\times 26\ \text{mV} = 1{,}262\ \text{V} . \tag{4.218}$$

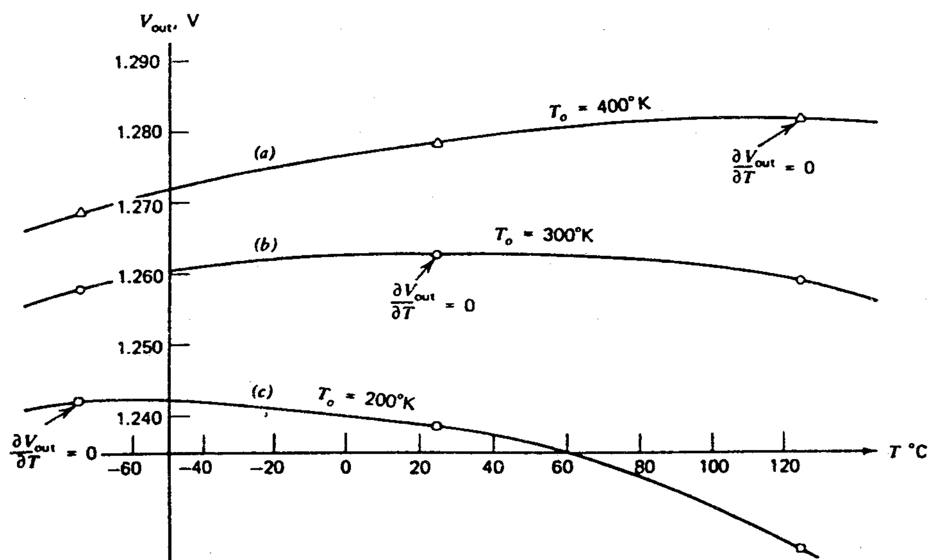


Fig. 4.48 Variaţia cu temperatura a tensiunii de la ieşire pentru o referinţă de bandă interzisă.

■ EXEMPLU

O referinţă de tip bandă interzisă este proiectată pentru o tensiune nominală de ieşire de 1,262 V, valoare pentru care CT_R este nul la 25°C. Din cauza variaţiei componentelor, valoarea tensiunii de la ieşire la temperatura camerei este de 1,280 V. Să se determine temperatura la care coeficientul de temperatură CT_R al tensiunii V_o este nul, dependenţa $V_o(T)$ şi să se calculeze valoarea coeficientului de temperatură CT_R la temperatura camerei. Se va presupune că $\gamma=3{,}2$ şi $\alpha=1$.

Deoarece comportarea tensiunii de la ieşire este caracterizată de T_0 vom calcula mai întâi T_0. Din (4.215) se obţine:

$$V_{out}(T) = V_{GO} + V_T(\gamma - \alpha)\left[1 + \ln\frac{T_0}{T}\right] .$$

La 25°C:

$$1{,}280 \text{ V} = 1{,}205 \text{ V} + (26 \text{ mV})(2{,}2)\left[1 + \ln\frac{T_0}{300 \text{ K}}\right] .$$

şi deci

$$T_0 = (300 \text{ K}) \exp\frac{18 \text{ mV}}{57 \text{ mV}} = 411 \text{ K} .$$

Aceasta este temperatura la care coeficientul de temperatură CT_R al tensiunii V_{out} este zero. Deci vom putea scrie pentru V_{out} următoarea expresie:

$$V_{out}(T) = 1.215 \text{ V} + 57 \text{ mV}\left[1 + \ln\frac{T_0}{300 \text{ K}}\right] .$$

Diferenţiind (4.215) se găseşte:

$$\frac{dV_{out}}{dT} = \frac{1}{T}\left[V_T(\gamma - \alpha)\left[1 + \ln\frac{T_0}{T}\right]\right] - \frac{V_T}{T}(\gamma - \alpha) = (\gamma - \alpha)\frac{V_T}{T}\ln\frac{T_0}{T} .$$

Dacă T este apropiat de T_0

$$\ln\frac{T_0}{T} = \ln\left[1 + \frac{T_0 - T}{T}\right] \approx \frac{T_0 - T}{T}$$

şi se obţine

$$\frac{dV_{out}}{dT} = \frac{V_T}{T}\left[\frac{T_0 - T}{T}\right](\gamma - \alpha) .$$

Pentru T_0=411 K, T=300 K

$$\frac{dV_{out}}{dT} = \frac{26\ \text{mV}}{300\ \text{K}}\left[\frac{411-300}{300}\right](2{,}2) = 70\ \mu\text{V}/°\text{C}\ .$$

Deci valoarea coeficientului de temperatură CT_R al tensiunii V_{out} la temperatura camerei este de 70 μV/°C. ■

Parametrul de interes pentru sursele de tensiune de referinţă este dat de variaţia tensiunii de la ieşire pentru întreaga gamă de temperatură. Deoarece CT_R exprimă sensibilitatea faţă de temperatură numai pentru o valoare dată a temperaturii, pentru caracterizarea comportării circuitului într-o gamă largă de variaţie a temperaturii trebuie utilizat un parametru diferit. Pentru o referinţă de tensiune se defineşte un coeficient de temperatură efectiv

$$CT_R = \frac{1}{V_{out}}\frac{V_{max}-V_{min}}{T_{max}-T_{min}} \tag{4.219}$$

în care V_{max} şi V_{min} sunt valorile maxime şi minime observate pentru tensiunea de la ieşire pe întreaga gamă de temperatură, $T_{max}-T_{min}$ excursia de temperatură iar V_{out} valoarea nominală a tensiunii de la ieşire. În conformitate cu această definiţie în cazul exemplului (*b*) din fig. 4.48 se obţine în gama de temperatură −55°C—+125°C un coeficient de temperatură efectiv de 44 ppm/°C. Dacă gama de temperatură se restânge la 0°C—70°C, coeficientul de temperatură efectiv se îmbunătăţeşte, fiind de 17 ppm/°C. Rezultă că pentru o gamă mai restrânsă de temperatură această referinţă este comparabilă, în ceea ce priveşte stabilitatea faţă de variaţiile temperaturii, cu celula standard, odată ce s-a ajustat CT_R la zero, la temperatura camerei. Celulele standard saturate au o valoare a CT_R de aproximativ ±30 ppm/°C.

Realizările practice ale referinţelor de bandă interzisă cunosc mai multe forme[7,8,9]. Una din ele este ilustrată în fig. 4.49*a*. În acest circuit se utilizează o bucla de reacţie care stabileşte punctul de funcţionare astfel încât tensiunea de la ieşire este egală cu $V_{BE(on)}$ plus o tensiune proporţională cu diferenţa între două tensiuni bază-emitor. Funcţionarea buclei de reacţie poate fi mai bine înţeleasă dacă se face apel la fig. 4.49*b*, în care s-a desenat numai o parte a circuitului. Pentru început vom considera variaţia tensiunii V_2, de la ieşirea acestei părţi a circuitului atunci când tensiunea de la intrare, V_1, creşte de la zero spre valori pozitive. Iniţial V_1 este nul, tranzistoarele Q_1 şi Q_2 sunt blocate şi V_2=0. Pe măsură ce tensiunea V_1 creşte, Q_1 şi Q_2 nu vor conduce un curent semnificativ până ce nu se atinge o valoare de aproximativ 0,6 V. În această zonă tensiunea de la ieşire V_2 este egală cu tensiunea V_1 deoarece căderea de tensiune pe rezistorul R_2 este practic nulă. După ce valoarea tensiunii V_1 depăşeşte 0,6 V, tranzistorul Q_1 începe să conducă, situaţie care corespunde punctului 1 din fig. 4.49*b*. Valoarea curentului prin tranzistorul Q_1 este de aproximativ (V_1−0,6 V)/R_1. Dacă ea este mică curenţii prin tranzistoarele Q_1 şi Q_2 vor fi practic egali deoarece în acest caz căderea de tensiune pe rezistorul R_3 este neglijabilă. Deoarece valoarea rezistorului R_2 este mult mai mare decât aceea a rezistorului R_1 căderea de tensiune pe R_2 va fi mult mai mare decât (V_1−0,6 V), iar tranzistorul Q_2 va fi saturat: această situaţie corespunde punctului 2 din fig. 4.49*b*. Să observăm că din cauza prezenţei rezistorului R_3, curentul de colector care *ar curge* prin tranzistorul Q_2 (dacă el ar fi în regiunea activă directă) ar avea o dependenţă de V_1 aproximativ logaritmică, exact la fel ca în sursa Widlar. Rezultă că în continuare, pe măsură ce tensiunea V_1 creşte, se atinge un punct în care tranzistorul Q_2 iese din saturaţie deoarece deoarece tensiunea V_1 creşte mai repede decât căderea de tensiune pe rezistorul R_2. Această stare este marcată pe fig. 4.49*b* prin punctul 3.

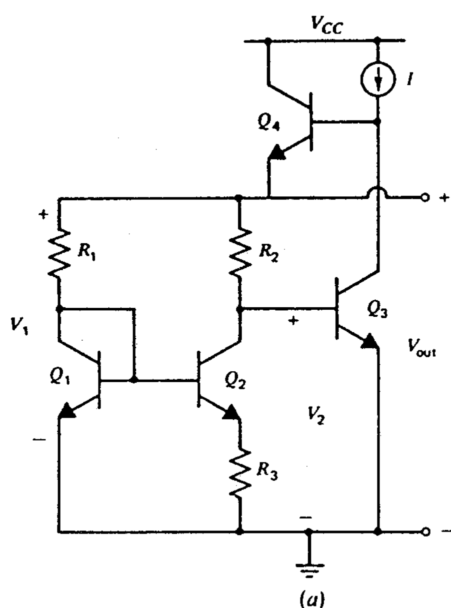


Fig. 4.49*a* Referinţă de bandă interzisă Widlar.

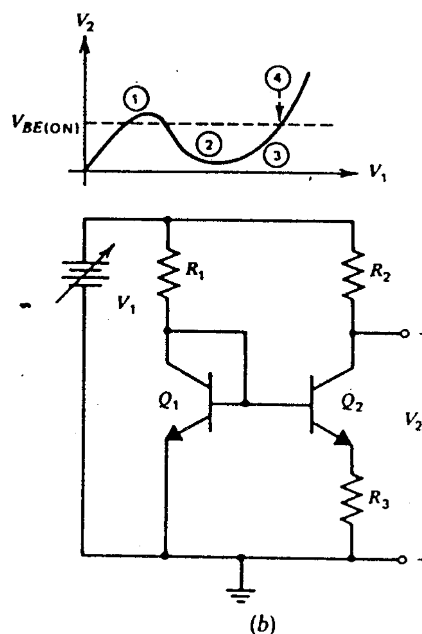


Fig. 4.49*b* Subcircuitul referinţei de bandă interzisă.

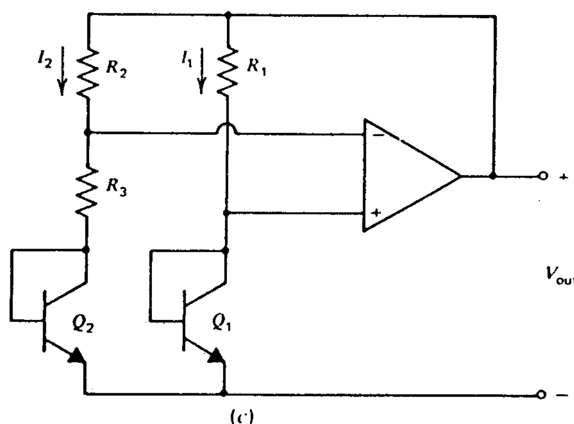


Fig. 4.49*c* Referinţă de bandă interzisă îmbunătăţită.

Să considerăm acum circuitul complet, aşa cum apare în fig. 4.49*a*. Dacă iniţial tranzistorul Q_3 este blocat, tranzistorul Q_4 va duce tensiunea V_1 spre plus. Acest proces continuă până în momentul în care tensiunea din baza tranzistorului Q_3 atinge o valoare suficientă astfel încât curentul prin Q_3 să fie aproximativ egal cu I. Deci circuitul va asigura o tensiune stabilizată V_2 egală cu tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_3. Trebuie observat că funcţionarea stabilă poate avea loc fie în punctul 1, fie în punctul 4 din fig. 4.49*b*. Pentru a fi siguri că circuitul va funcţiona numai în punctul 4 trebuie inclus un circuit de pornire.

Presupunând că circuitul a atins punctul stabil de funcţionare 4 se observă că tensiunea de la ieşire V_{out} este dată de suma dintre tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_3 şi căderea de tensiune pe R_2. Căderea de tensiune pe R_2 este egală cu căderea de tensiune pe R_3, multiplicată cu raportul R_2/R_3 deoarece curentul de colector al lui Q_3 este aproximativ egal cu curentul său de emitor. Căderea de tensiune pe R_3 este egală cu diferenţa între tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor Q_1 şi Q_2. Raportul curenţilor prin Q_1 şi Q_2 este stabilit de raportul dintre R_2 şi R_1. Un neajuns al acestei referinţe este dat de faptul că valoarea curentului I_1, derivat de la sursa de alimentare, variază o dată cu variaţiile tensiunii de alimentare. Schema unei referinţe îmbunătăţite este prezentată în fig. 4.49*c*. Presupunând a priori că există un punct de funcţionare stabil observăm că, deoarece tensiunea diferenţială la intrarea amplificatorului operaţional este nulă, căderile de tensiune pe rezistoarele R_1 sunt egale. Deci cei doi curenţi I_1 şi I_2 se vor afla într-un raport determinat de raportul rezistenţelor R_2 şi R_1. Dacă se neglijează curenţii de bază aceşti doi curenţi rezultă egali cu curenţii de colector ai tranzistoarelor conectate ca diodă Q_2 şi Q_1; diferenţa între tensiunile lor bază-emitor

$$\Delta V_{BE} = V_T \ln \frac{I_1}{I_2}\frac{I_{S2}}{I_{S1}} = V_T \ln \frac{R_2 I_{S2}}{R_1 I_{S1}} \; . \tag{4.220}$$

apare pe R_3. Deoarece prin R_2 şi R_3 curge acelaşi curent, căderea de tensiune pe R_2 va fi

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_3}\Delta V_{BE} = \frac{R_2}{R_3} V_T \ln \frac{R_2 I_{S2}}{R_1 I_{S1}} \; . \tag{4.221}$$

Se observă că această relaţie indică o dependenţă proporţională cu temperatura a celor doi curenţi I_1 şi I_2, dacă rezistenţele au un coeficient de temperatură nul. Deci, în cazul acestei referinţe $\alpha=1$.

Tensiunea de la ieşire este dată de suma dintre căderea de tensiune pe rezistorul R_1 (egală cu aceea pe R_2, calculată mai înainte) şi tensiunea pe tranzistorul Q_1:

$$V_{out} = V_{BE1} + \frac{R_2}{R_3} V_T \ln \frac{R_2 I_{S2}}{R_1 I_{S1}} = V_{BE1} + K V_T \; . \tag{4.222}$$

Circuitul se comportă deci ca o referinţă de bandă interzisă cu valoarea K determinată de rapoartele R_2/R_1, R_2/R_3 şi I_{S2}/I_{S1}.

Circuite de polarizare care utilizează o referinţă „bandă interzisă" pot fi implementate şi în tehnologia CMOS[10]. O versiune de mare performanţă, în care se folosesc surse de curent cascodă pentru îmbunătăţirea rejecţiei sursei de alimentare, este prezentată în fig. 4.50. Curentul dependent de V_T al tranzistorului M_8 produce pe rezistorul xR o cădere de tensiune dependentă de V_T.

Prin alegerea potrivită a raportului x se obţine tensiunea de tip bandă interzisă V_o. Dacă se doreşte se poate obţine şi un curent independent de temperatură prin alegerea raportului x astfel încât coeficientul de temperatură al tensiunii V_o să compenseze coeficientul de temperatură al rezistorului R_2.

A4.4 POLARIZARE LA CURENŢI MICI

De multe ori se doreşte o polarizare a etajelor unui circuit integrat la curenţi foarte mici (de ordinul nA). Sursa Widlar descrisă în *Secţiunea 4.2.2* permite obţinerea de curenţi având valori în gama μA folosind valori moderate de rezistenţă.

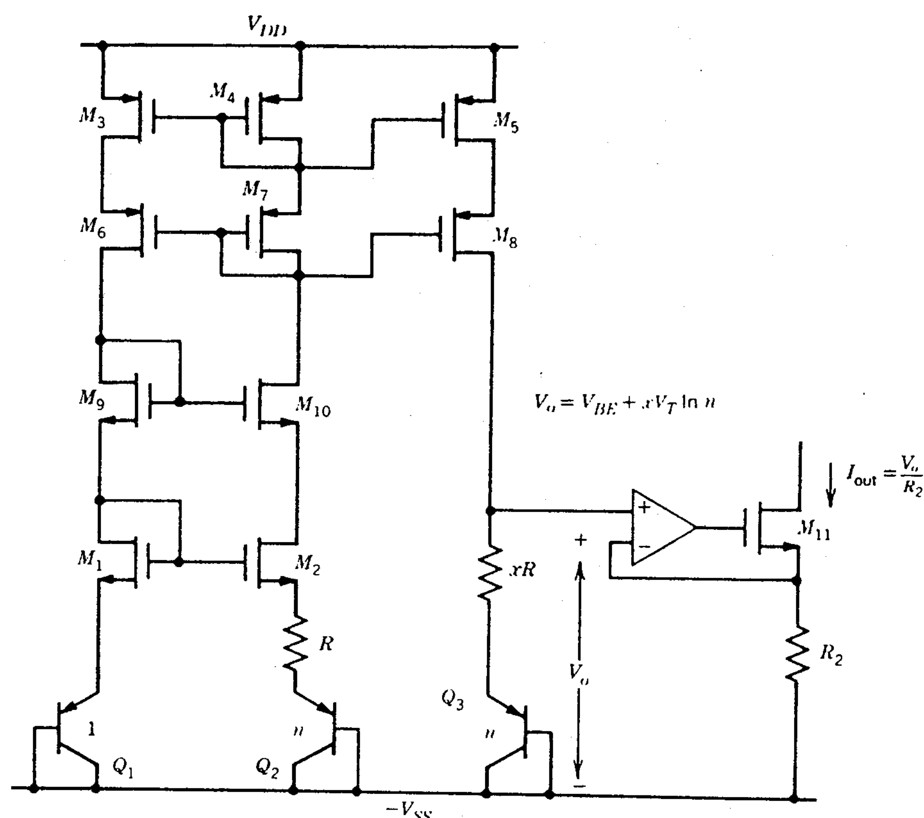


Fig. 4.50 Exemplu de circuit cu autopolarizare cu referinţă V_{BG} realizat într-un proces CMOS.

Pentru obţinerea unor valori de curent şi mai mici sunt necesare tehnici de circuit noi. Un circuit care realizează acest obiectiv[11,12,13] este prezentat în fig. 4.51. Neglijând curenţii de bază se poate scrie

$$V_{BE1} - I_{C1}R = V_{BE2} \qquad (4.223)$$

sau

$$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} = I_{C1}R \ . \qquad (4.224)$$

Presupunând că tranzistoarele Q_1 şi Q_2 sunt identice se obţine:

$$I_{out} = I_{C2} = I_{ref}\, e^{-I_{ref}R/V_T} \ . \qquad (4.225)$$

Luând, de exemplu, $I_{ref} = 10\ \mu A$ şi $R = 12\ k\Omega$ din (4.225) se găseşte $I_{out} = 100$ nA. Rezultă deci că se pot obţine curenţi foarte mici folosind rezistoare de valori relativ mici. De observat — în conformitate cu (4.225) — că în

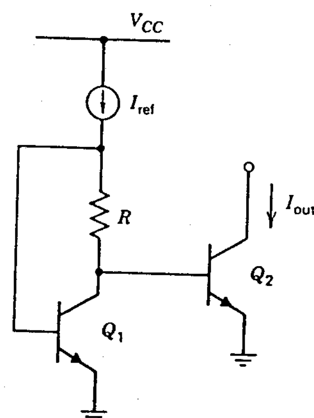


Fig. 4.51 Circuit de polarizare la curenţi mici.

cazul în care I_{ref} este proporţional cu V_T şi I_{out} rezultă proporţional cu V_T. Circuitul Widlar cu autopolarizare din fig. 4.42 poate fi utilizat avantajos pentru obţinerea curentului I_{ref} din fig. 4.51, caz în care curentul I_{out} rezultă proporţional cu V_T.

PROBLEME

NOTĂ: Pentru toate problemele se vor utiliza parametrii corespunzători tranzistorului de tensiune mare din fig. 2.30 şi fig. 2.35, dacă nu se specifică altfel. Se va lua $r_b=0$ şi $r_\mu=\infty$. Se va presupune că toate tranzistoarele lucrează în regiunea activă directă. În calculele de polarizare se vor neglija curenţii de bază.

4.1 Să se determine curentul de ieşire şi rezistenţa de ieşire a sursei de curent bipolare din fig. 4.52. Să se calculeze valoarea curentului de ieşire pentru următoarele valori ale, tensiunii V_o: 1 V, 5 V şi 30 V.

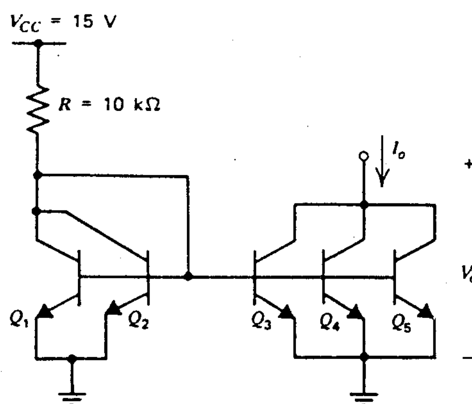


Fig. 4.52 Circuitul pentru *Problema 4.1.*

4.2 Să se proiecteze o sursă de curent simplă MOS de tipul prezentat în fig. 4.5 care să satisfacă următoarele cerinţe:
(*a*) Tranzistorul trebuie să funcţioneze în regiunea de saturaţie până la o valoare minimă a tensiunii V_{out} de 0,4 V (faţă de masă);
(*b*) Valoarea curentului de ieşire trebuie să fie de 50 μA;
(*c*) Pentru o variaţie a tensiunii de ieşire de 1 V variaţia curentului de ieşire trebuie să fie mai mică decât 1%.
Tranzistoarele M_1 şi M_2 se vor face identice. Aria totală trebuie adusă la minimum respectând condiţiile enunţate. Aria tranzistorului va fi considerată egală cu aria totală a grilei (produsul $W\times L$). Se va presupune că $X_d=1$ μm, $dX_d/dV_{DS}=0,1$ μm/V; celelalte date despre tranzistor se vor lua din *Tabelul 2.1.*

4.3 Să se proiecteze, utilizând tranzistoare *npn*, o sursă de curent Widlar cu un curent de ieşire de 5 μA. Se va presupune că $V_{CC}=30$ V şi că rezistorul care fixează curentul de referinţă este de 30 kΩ. Să se calculeze valoarea rezistenţei de ieşire.

4.4 În cursul proiectării unei surse de curent Widlar care trebuie să asigure o valoare specificată a curentului de ieşire este necesar să se determine valorile a două rezistoare. Unul din rezistoare, R_1, stabileşte mărimea curentului I_{ref}, iar celălalt, rezistorul din emitor R_2, mărimea curentului I_o. Presupunând o tensiune de alimentare V_{CC} şi o valoare dorită a curentului de ieşire I_o, să se determine valorile celor două rezistoare R_1 şi R_2 astfel încât valoarea totală de rezistenţa din circuit să fie minimă. Răspunsul constă în expresiile pentru rezistoarele R_1, R_2 în funcţie de tensiunea sursei de alimentare V_{CC} şi de curentul de ieşire I_o. Ce valori se vor obţine pentru cazul din *Problema 4.3*? Sunt aceste valori practice?

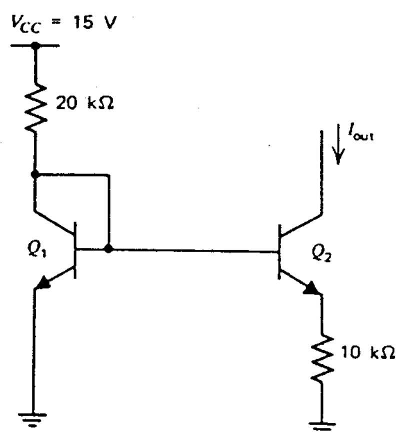


Fig. 4.53 Circuitul pentru *Problema 4.5.*

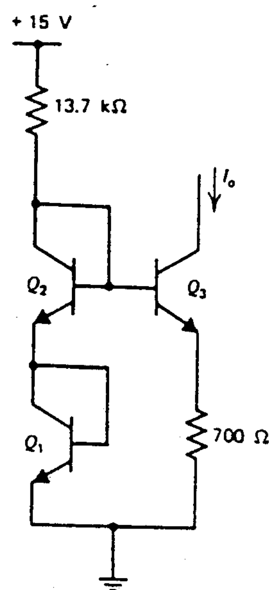


Fig. 4.54 Circuitul pentru *Problema 4.6.*

4.5 Să se determine valoarea curentului de ieşire pentru circuitul din fig. 4.53.

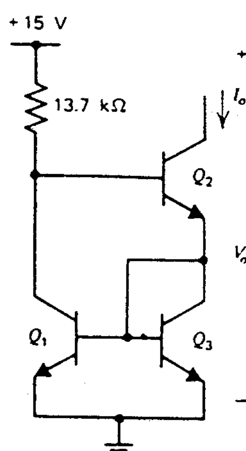


Fig. 4.55 Circuitul pentru *Problema 4.6.*

4.6 Să se determine valoarea curentului de ieşire şi a rezistenţei de ieşire pentru circuitul din fig. 4.54.

4.7 Pentru sursa de curent Wilson din fig. 4.55 să se calculeze, folosind circuitul echivalent de semnal mic, rezistenţa de ieşire. Care este variaţia procentuală a curentului I_o pentru o variaţie de 5% a tensiunii V_o? Rezultatele calculelor se vor verifica prin simulare cu SPICE folosind modelul complet de tranzistor. Folosind SPICE se va determina sensibilitatea faţă de β a curentului I_o, calculându-i valoarea care se obţine prin micşorarea lui β cu 50% şi se va trasa grafic caracteristica de semnal mare I_o—V_o, pentru V_o variind de la 0 la 15 V.

4.8 Să se calculeze rezistenţa de ieşire şi tensiunea echivalentă în gol a circuitului din fig. 4.10 presupunând că I_{ref}= 100 μA şi că dimensiunile pe mască ale tranzistorului sunt 100 μm /8 μm. Se vor folosi parametrii de proces din *Tabelul 2.1*; pentru toate tranzistoarele X_d= 1 μm şi dX_d/dV_{DS}=0,1 μm/V. Rezultatele calculelor se vor verifica prin simulare cu SPICE. Folosind SPICE se va trasa grafic caracteristica I_{out}-V_{out} pentru V_{out} variind de la 0 la 5 V. Utilizând datele din *Secţiunea 1.11* se va recalcula valoarea rezistenţei de ieşire pentru V_{out}=3 V şi 5 V ţinând cont de efectul curentului de substrat.

4.9 Să se repete *Problema 4.2* modificând punctul (*c*) astfel: pentru o variaţie a tensiunii de ieşire variaţia curentului de ieşire trebuie să fie mai mică de 0,02%. Se poate utiliza un circuit ca acela din fig. 4.12*b*. Toate tranzistoarele cu excepţia lui M_4 se vor

face identice. Folosind SPICE se va verifica proiectarea şi se va trasa grafic caracteristica I_{out}-V_{out} pentru V_{out} variind de la 0 la 5 V.

4.10 Să se determine expresia analitică a rezistenţei de ieşire la semnal mic, R_o, pentru sursa de curent cascodă bipolară din fig. 4.9. Se va arăta că rezistenţa de ieşire tinde spre $\beta_o r_o/2$ pentru valori mari ale rezistorului R_1. Se va calcula R_o pentru V_{CC}= 5 V şi R_1=10 kΩ. Se va estima valoarea tensiunii de ieşire de la care R_o începe să scadă substanţial. Rezultatele calculelor se vor verifica cu SPICE. Folosind SPICE se va determina sensitivitatea faţă de β a lui I_{out}, calculându-i valoarea care se obţine prin micşorarea lui β cu 50% şi se va trasa grafic caracteristica de semnal mare I_{out}-V_{out}.

4.11 O pereche de surse de curent trebuie proiectată astfel încât valorile curenţilor de ieşire să se împerecheze în ±1%. Dacă în cazul cel mai nefavorabil rezistoarele au o neîmperechere de ±0,5%, iar tensiunile V_{BE} ale tranzistoarelor o neîmperechere de 2 mV, ce valoare trebuie să aibă căderea de tensiune pe rezistoarele din emitor?

4.12 Pentru circuitul din fig. 4.56 să se determine valoarea sensitivităţii $S=(V_{CC}/I_o)(\partial I_o/\partial V_{CC})$ a curentului de ieşire faţă de tensiunea de alimentare.

4.13 Să se determine valorile rezistoarelor R_1, R_2 şi R_3 din circuitul din fig. 4.57 astfel încât *curentul* I_o să aibă o valoare de 1 mA şi coeficientul de temperatură CT_R nul. Rezistoarele R_2 şi R_3 se vor alege astfel încât valoarea curentului I_x să fie de 50 µA, deci o fracţiune neglijabilă din curentul de ieşire. Se vor neglija curenţii de bază. Se va presupune că tensiunea Zener este de 6,2 V şi că

$$\partial V_Z/\partial T = +2{,}5 \text{ mV/°C},$$
$$(1/R)(\partial R/\partial T) = +2000 \text{ ppm/°C},$$
$$\partial V_{BE}/\partial T = -2 \text{ mV/°C}.$$

4.14 Circuitul din fig. 4.49c se foloseşte ca referinţă de bandă interzisă. Dacă amplificatorul operaţional este ideal tensiunea sa diferenţială la intrare este nulă, la fel şi curenţii de polarizare ai intrărilor. În aceste condiţii se obţine

$$V_{out} = V_{BE1} + I_1R_1 = V_{BE1} + I_2R_2 ,$$
$$V_{out} = V_{BE1} + R_2\frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_3} .$$

Se va presupune I_1=200 µA şi $(V_{BE1}-V_{BE2})$=100 mV.

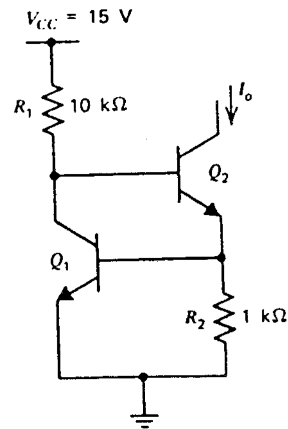


Fig. 4.56 Circuitul pentru *Problema 4.12.*

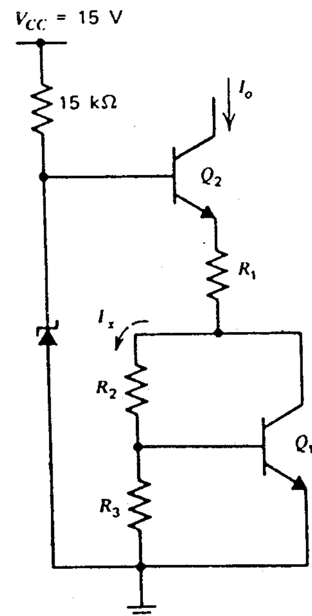


Fig. 4.57 Circuitul pentru *Problema 4.13.*

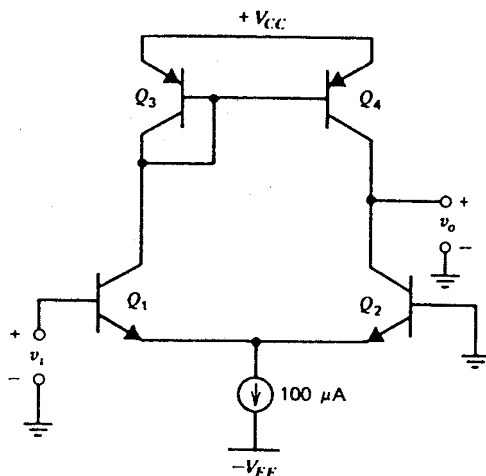


Fig. 4.58 Circuitul pentru *Problema 4.18.*

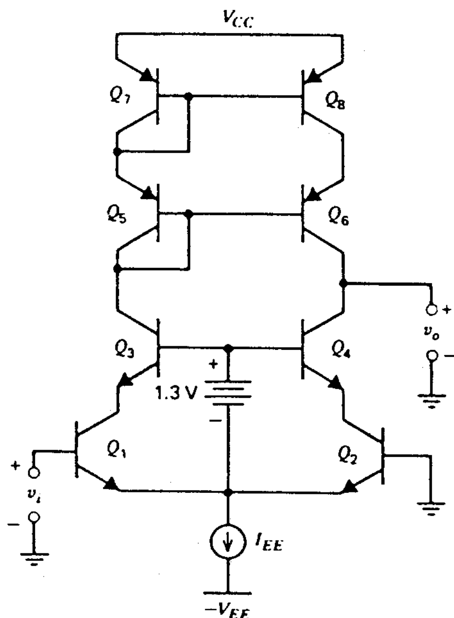


Fig. 4.59 Circuitul cu sarcină activă cascodă pentru *Problema 4.20.*

Să se determine R_1, R_2 şi R_3 astfel încât să se obţină o valoare nulă a coeficientului de temperatură, CT_R, al tensiunii de ieşire V_{out}. Se vor neglija curenţii de bază.

4.15 În analiza referinţei ipotetice din fig. 4.47 curentul I_1 a fost presupus constant. Vom presupune acum că acest curent este obţinut prin intermediul unei rezistenţe difuzate care are $CT_R = -1500$ ppm/°C. Să se determine noua valoare a tensiunii de la ieşire V_{out}, pentru care se obţine la 25°C un coeficient de temperatură CT_R nul. Se vor neglija curenţii de bază.

4.16 O referinţă de bandă interzisă, ca aceea din fig. 4.49, este proiectată astfel încât să aibă la 25°C valoarea nominală a coeficientului de temperatură, CT_R nulă. Datorită variaţiilor de proces, curentul de saturaţie al tranzistoarelor I_S atinge dublul valorii nominale. Care este valoarea coeficientului de temperatură CT_R al tensiunii de la ieşire, la 25°C, în aceste condiţii?

4.17 Să se repete *Problema 4.16* presupunând că I_S, R_2 şi R_1 au valorile nominale şi că valoarea lui R_3 este cu 1% mai mică. Se va lua $V_{BE(on)}=0,6$ V.

4.18 Să se determine câştigul în tensiune în gol şi rezistenţa de ieşire pentru circuitul din fig. 4.58. Rezultatele se vor verifica cu SPICE. Se va trasa grafic caracteristica de transfer de semnal mare pentru $V_{CC}=5$ V, folosind SPICE. De asemenea, folosind SPICE se va determina CMRR în condiţiile în care $V_{EE}=3$ V şi rezistenţa de ieşire a sursei de curent este de 1 MΩ.

4.19 Să se repete *Problema 4.18* presupunând că în serie cu emitoarele tranzistoarelor Q_3 şi Q_4 au fost plasate rezistoare de 2 kΩ.

4.20 Să se determine câştigul în tensiune în gol al circuitului din fig. 4.59. Se va neglija r_μ. Rezultatele se vor verifica cu SPICE. Folosind SPICE se va determina sensibilitatea tensiunii V_o faţă de variaţiile tensiunii V_{CC} în condiţiile în care $V_{CC}=5$ V şi valoarea de curent continuu a tensiunii V_o este de 2 V.

4.21 Să se proiecteze un amplificator NMOS cu sursa comună cu sarcină cu canal indus astfel încât câştigul în tensiune la semnal mic să fie 20. Se vor determina lungimile

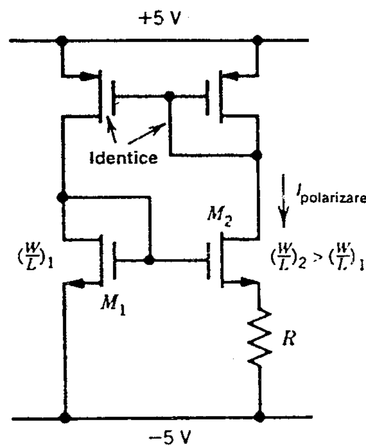


Fig. 4.60 Circuitul pentru *Problema 4.24.*

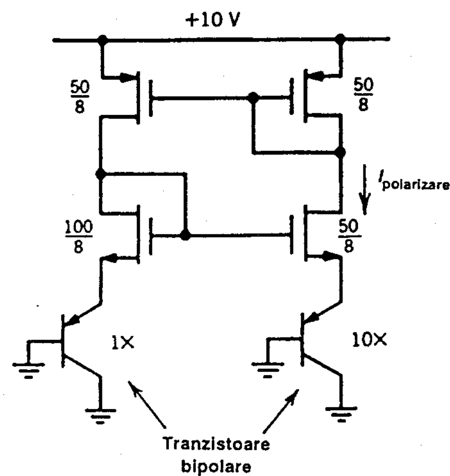


Fig. 4.61 Circuitul pentru *Problema 4.25.*

şi lăţimile pe mască optime ale celor două tranzistoare astfel încât aria întregului circuit să fie minimă. Se va considera că aria totală este egală cu suma produselor $W \times L$ ale celor două tranzistoare. Se va presupune că L_d este de 0,3 μm şi că X_d este neglijabil de mic. De asemenea se va presupune că valoarea minimă a lungimii şi lăţimii pe mască este de 6 μm. Se va neglija efectul de substrat.

4.22 Să se calculeze câştigul în tensiune la semnal mic al unui amplificator NMOS cu sursa comună cu sarcină cu canal iniţial ţinând cont de efectul de substrat şi de efectul de modulare a lungimii canalului. Pentru tranzistoarele cu sursa comună dimensiunile pe mască sunt $W=100$ μm, $L=8$ μm iar pentru tranzistoarele sarcină $W=8$ μm, $L=20$ μm. Se va presupune că în punctul static de interes $\chi=0,1$ pentru tranzistorul cu canal iniţial şi $dX_d/dV_{DS}=0,1$ μm/V pentru ambele tipuri de tranzistoare. Se va lua $X_d=1$ μm, $L_d=0,3$ μm şi $V_{tD0}=-2,5$ V; celelalte date de dispozitiv sunt date în *Tabelul 2.1.*

4.23 Să se calculeze câştigul în tensiune la semnal mic al unui amplificator NMOS având ca sarcină o sursă de curent PMOS ca în fig. 4.29. Calculele se vor face pentru $I_{ref}=100$ μA, 10 μA şi 1 μA. Dimensiunile fiecărui tranzistor sunt $W=100$ μm şi $L=8$ μm. Se va presupune că $X_d=1$ μm, $L_d=0,3$ μm şi $dX_d/dV_{DS}=0,1$ μm/V în punctul static de interes pentru ambele tipuri de tranzistoare. Se vor folosi datele din *Tabelul 2.1.*

4.24 Să se calculeze curentul de polarizare al circuitului din fig. 4.60 în funcţie de R, $\mu_n C_{ox}$ şi de dimensiunile tranzistorului. Se va comenta comportarea cu temperatura a curentului de polarizare. Pentru simplitate se va presupune că L_d şi X_d sunt neglijabile.

4.25 Să se determine curentul de polarizare pentru circuitul de polarizare din fig. 4.61. Se va presupune că L_d şi X_d sunt nule. Se va comenta dependenţa de temperatură a curentului de polarizare. Pentru mobilitatea în canal şi grosimea oxidului se vor folosi datele din *Tabelul 2.1.* Rezultatele calculelor se vor verifica prin simulare cu SPICE folosind modelul complet de tranzistor din *Tabelul 2.1.* Folosind SPICE se va determina sensibilitatea curentului de polarizare faţă de tensiunea sursei de alimentare.

4.26 Să se determine tensiunea de ofset la intrare în cazul cel mai nefavorabil pentru circuitul din fig. 4.58. Se va presupune că în situaţia cea mai nefavorabilă neîmperecherea în I_S a tranzistoarelor este $\pm 5\%$ şi că β de *pnp* are valoarea 15. Se va lua $V_o = V_{CC} - V_{BE(on)}$.

4.27 Să se repete *Problema 4.26* presupunând că în serie cu emitoarele Q_3 şi Q_4 au fost plasate rezistoare de 2 kΩ. Se va presupune o neîmperechere a rezistoarelor de $\pm 0{,}5\%$ şi a câştigului în curent β de *pnp* de 10%.

BIBLIOGRAFIE

1. J. Giles. *Fairchild Semiconductor Linear Integrated Circuits Applications Handbook*, Fairchild Semiconductor, 1967.
2. R.J. Widlar. "Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits," *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol. CT-12, pp. 586—590, December 1965.
3. R.J. Widlar. "Design Techniques for Monolithic Operational Amplifiers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-4, pp. 184—191, August 1969.
4. W. Hsu, B.J. Sheu şi S. Gowda. "Design of Reliable VLSI Circuits Using Simulation Techniques," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 26, pp. 452—457, March 1991.
5. G.R. Wilson. "A Monolithic Junction FET-NPN Operational Amplifier," *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, vol. SC-3, pp. 341—348, December 1968.
6. D. Fullagar. "A New High-Performance Monolithic Operational Amplifier," *Fairchild Semiconductor Applications Brief*, May 1968.
7. R.J. Widlar. "New Developments in IC Voltage Regulators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-6, pp. 2—7, February 1971.
8. K.E. Kuijk. "A Precision Reference Voltage Source," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-8, pp. 222—226, June 1973.
9. A.P. Brokaw, "A Simple Three-Terminal IC Bandgap Reference," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-9, pp. 388–393, December 1974.
10. B.S. Song şi P.R. Gray. "A Precision Curvature-Compensated CMOS Bandgap Reference," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-18, pp. 634—643, December 1983.
11. M. Nagata. "Constant Current Source", U.S. Patent 628,228, May 6, 1971.
12. T.M. Frederiksen. "Constant Current Source," U.S. Patent 3,659,121, April 25, 1972.
13. C. Kwok. "Low-Voltage Peaking Complementary Current Generator," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-20, pp. 816–818, June 1985.

5

ETAJE DE IEŞIRE

5.1 INTRODUCERE

Etajul de ieşire al unui amplificator trebuie să satisfacă câteva cerinţe particulare. Una din cele mai importante este aceea de a transfera sarcinii o valoare specificată a puterii de semnal în condiţiile realizării unui nivel acceptabil de distorsiuni ale semnalului. Alt obiectiv curent al proiectării etajului de ieşire constă în reducerea la minimum a valorii impedanţei de ieşire astfel încât câştigul în tensiune să fie relativ neafectat de valoarea impedanţei de sarcină. Un etaj de ieşire bine proiectat va realiza — simultan cu aceste cerinţe relative la funcţionare — şi un consum mic de putere în absenţa semnalului şi, în plus, nu va constitui factorul limitativ în răspunsul în frecvenţă al întregului amplificator.

În acest capitol se vor prezenta câteva configuraţii de etaje de ieşire care realizează cerinţele anterioare. La început se va discuta cea mai simplă configuraţie de etaj de ieşire, repetorul pe emitor; va urma apoi examinarea etajelor de ieşire cu emitorul comun şi cu baza comună. În final se tratează etaje de ieşire mult mai complexe în care se folosesc mai multe tranzistoare făcându-se totodată şi o comparaţie între diversele scheme prezentate din punctul de vedere al performanţelor de putere de ieşire şi al randamentului.

Tranzistoarele bipolare constituie dispozitivele preferate pentru realizarea etajelor de ieşire ca urmare a excelentei capacităţi de funcţionare în curent. Deoarece TECMOS sunt des utilizate în etajele de ieşire CMOS în acest capitol se vor discuta şi aceste circuite.

5.2 REPETORUL PE EMITOR CA ETAJ DE IEŞIRE

În fig. 5.1 este prezentată schema unui etaj de ieşire realizat cu un repetor pe emitor. Pentru a simplifica analiza se va presupune că sursele de alimentare pozitive şi negative sunt de aceeaşi valoare, V_{CC}, cu toate că în practică valorile lor pot fi diferite. Atunci când tensiunea de la ieşire V_o este nulă, curentul de ieşire I_o este de asemenea nul. Tranzistorul de ieşire al repetorului pe emitor, Q_1, este polarizat în punctul static de funcţionare de către sursa de curent Q_2 cu un curent I_Q. Etajul de ieşire este atacat cu o tensiune V_i care are pentru $V_o=0$ o valoare de curent continuu egală cu V_{be1}. Elementele de polarizare R_1, R_3 şi Q_3 pot fi identice cu acelea utilizate pentru polarizarea altor etaje ale circuitului. Deoarece, în mod obişnuit,

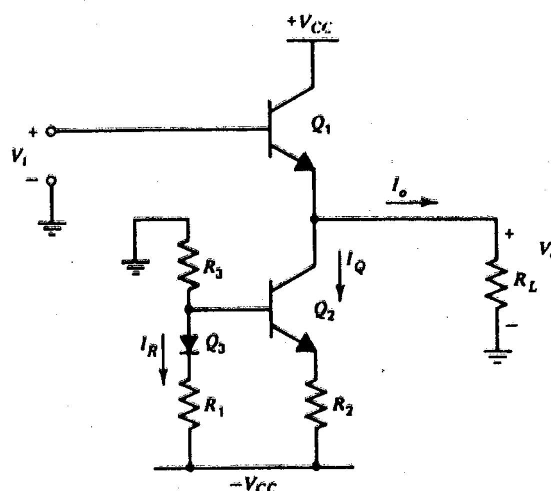


Fig. 5.1 Etaj de ieşire realizat cu un repetor pe emitor, cu sursa de curent de polarizare.

curentul din punctul static de funcţionare, I_Q, prin tranzistorul Q_2, este mai mare decât curentul de referinţă, I_R, rezistorul R_2 este de obicei mai mic ca R_1 pentru a prelua diferenţa.

Această topologie de circuit poate fi implementată şi în tehnologiile CMOS folosind o sursă de curent MOS şi repetorul pe emitor bipolar disponibil în procesele CMOS standard. În cazul utilizării acestei topologii în tehnologiile MOS care folosesc substrate slab dopate trebuie ţinut cont de faptul că trecerea unor curenţi mari prin substrat poate iniţia fenomenul de latch-up descris în *Capitolul 2*. Ca urmare contactul la substrat trebuie să fie cât mai amplu şi plasat în imediata vecinătate a repetorului pe emitor pentru a colecta curentul de substrat.

5.2.1 Caracteristica de transfer a repetorului pe emitor

În analiza circuitului din fig. 5.1 trebuie ţinut cont de faptul că fiind un etaj de ieşire, el trebuie să manipuleaze semnale de amplitudine mare. Aceasta înseamnă că excursiile de curent şi tensiune care rezultă în prezenţa semnalului pot să constituie o fracţiune importantă din valorile din punctul static de funcţionare. Ca urmare, în aceste situaţii, analiza de semnal mic, care a fost utilizată extensiv până în acest moment, trebuie să fie folosită cu băgare de seamă. Din acest motiv vom începe prin a determina caracteristica de transfer de curent continuu a repetorului pe emitor, care permite calculul câştigului circuitului şi de asemenea comunică o informaţie importantă asupra *liniarităţii* caracteristicii de transfer şi deci şi asupra performanţelor de *distorsiuni* ale etajului.

Să considerăm circuitul din fig. 5.1. Caracteristica de transfer la semnal mare poate fi determinată în felul următor. Evident

$$V_i = V_{be1} + V_o \; ; \tag{5.1}$$

în acest caz, tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_1, V_{be1}, nu mai poate fi presupusă constantă, ci trebuie exprimată în funcţie de curentul de colector I_{c1} al tranzistorului Q_1 şi de curentul său de saturaţie, I_S. Deci

$$V_{be1} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{c1}}{I_S} \tag{5.2}$$

dacă Q_1 este în regiunea activă directă. De asemenea

$$I_{c1} = I_Q + \frac{V_o}{R_L} \tag{5.3}$$

dacă Q_2 este în regiunea activă directă şi β se presupune mare. Înlocuind (5.3) şi (5.2) în (5.1) se obţine

$$V_i = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_Q + \frac{V_o}{R_L}}{I_S} + V_o . \tag{5.4}$$

Ecuaţia 5.4 este neliniară; ea stabileşte o legătură între tensiunile V_o şi V_i numai dacă ambele tranzistoare Q_1 şi Q_2 sunt în regiunea activă directă. Rezistenţa de sarcină R_L se presupune mică în comparaţie cu rezistenţa de ieşire a tranzistoarelor.

Caracteristica de transfer se poate trasa, folosind expresia 5.4; rezultatul este prezentat în fig. 5.2. Să presupunem mai întâi cazul în care rezistenţa de sarcină are o valoare R_{L1}, mare; în acest caz primul termen din partea dreaptă a relaţiei 5.4 — care reprezintă tensiunea bază-emitor V_{be1} a tranzistorului Q_1 — este relativ constant pe măsură ce tensiunea V_o se modifică. Această variaţie slabă se datorează faptului că, pentru R_L mare, curentul prin sarcină este mic şi deci curentul prin tranzistorul Q_1 este relativ constant pe măsură ce tensiunea V_o variază, tensiunea V_{be1} fiind şi ea relativ constantă. Rezultă că, pentru $R_L = R_{L1}$, caracteristica de transfer este practic o linie dreaptă cu o pantă egală cu unitatea, translatată de-a lungul axei V_i cu V_{BE1}, valoarea din punctul static de funcţionare a tensiunii V_{be1}. Această regiune aproape liniară există numai dacă ambele tranzistoare Q_1 şi Q_2 sunt în regiunea activă directă. Odată ce tensiunea V_i atinge valori pozitive sau negative mari unul sau altul din tranzistoare se *saturează*, iar caracteristica de transfer îşi schimbă brusc panta.

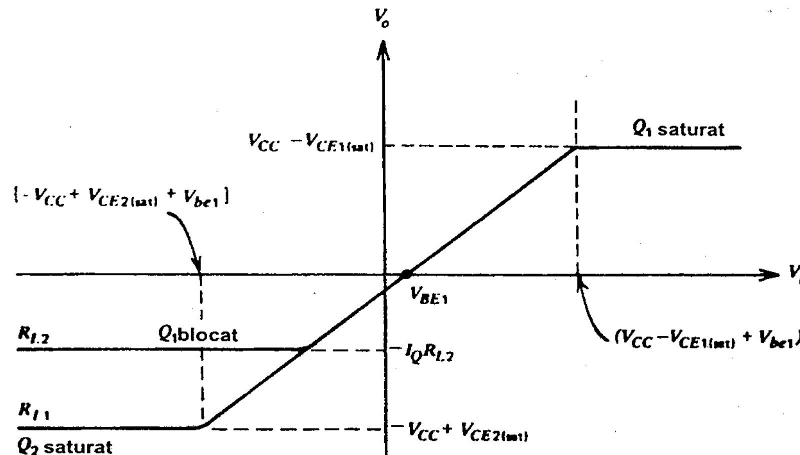


Fig. 5.2 Caracteristica de transfer a circuitului din fig. 5.1 pentru o valoare mică (R_{L2}) şi mare (R_{L1}) a rezistenţei de sarcină.

Fie o tensiune V_i mare, pozitivă. Tensiunea de la ieşire urmăreşte tensiunea V_i până când $V_o = V_{CC} - V_{CE1(sat)}$, punct în care Q_1 se saturează. Joncţiunea bază-colector a tranzistorului Q_1 va fi polarizată direct şi din bază spre colector va curge un curent mare. În practică, rezistenţa de bază a tranzistorului şi rezistenţa sursei de semnal vor limita curentul prin joncţiunea colector-bază polarizată direct împiedicând creşterea apreciabilă a potenţialului bazei interne a tranzistorului. Creşterea în continuare a tensiunii V_i va produce deci o variaţie mică a tensiunii V_o, caracteristica saturându-se după cum se indică în fig. 5.2. Se observă că valoarea tensiunii V_i necesară pentru a-l satura pe Q_1 este uşor mai mare decât tensiunea sursei de alimentare deoarece tensiunea V_{be1} este mai mare decât tensiunea de saturaţie $V_{CE(sat)}$. În consecinţă în circuitele concrete tensiunea de ieşire pozitivă maximă este limitată adeseori de etajele precedente, deoarece, în mod uzual, în baza etajului final nu poate fi generată o tensiune mai mare decât V_{CC}. (Porţiunea din caracteristica de transfer care corespunde valorilor pozitive mari ale tensiunii V_i pentru care Q_1 este saturat are de fapt o pantă finită dacă se ţine cont de rezistenţa serie de colector r_c a tranzistorului Q_1. În orice caz această porţiune a caracteristicii de transfer trebuie evitată deoarece saturarea tranzistorului Q_1 conduce la o reducere majoră a câştigului în putere şi la o caracteristică de transfer neliniară).

Fie acum o tensiune V_i mare, negativă. Tensiunea de la ieşire urmăreşte tensiunea de la intrare până în momentul în care $V_o = -V_{CC} + V_{CE2(sat)}$, când tranzistorul Q_2 se saturează. [Căderea de tensiune pe rezistorul R_2 se presupune mică şi se neglijează. Dacă este necesar ea poate fi „inclusă" în tensiunea de saturaţie $V_{CE2(sat)}$ a tranzistorului Q_2]. Odată cu saturarea tranzistorului Q_2 în caracteristica de transfer apare o altă discontinuitate, panta scăzând brusc.

Pentru o funcţionare cu distorsiuni acceptabile excursia de tensiune trebuie limitată la regiunea dintre cele două puncte de frângere ale caracteristicii de transfer. După cum s-a menţionat anterior, etajul de comandă care furnizează tensiunea V_i nu poate da în mod uzual valori ale lui V_i care depăşesc V_{CC} (dacă ambele etaje sunt conectate la aceeaşi sursă de alimentare) şi ca urmare limitarea amplitudinii o va produce chiar etajul de comandă.

Să considerăm acum cazul în care R_L (vezi fig. 5.1) are o valoare relativ mică. Atunci când tensiunea V_o este mare şi negativă, primul termen din (5.4) poate deveni mare. În particular, acest termen devine $-\infty$ atunci când V_o atinge valoarea critică:

$$V_o = -I_Q R_L \,. \tag{5.5}$$

În această situaţie curentul extras de la sarcină ($-V_o/R_L$) este egal cu curentul I_Q (tranzistorul Q_1 se taie, lăsând tranzistorul Q_2 să extragă curentul I_Q de la sarcină). Scăderea în continuare a tensiunii V_i nu mai produce nici o modificare a tensiunii V_o, caracteristica de transfer care rezultă fiind aceea notată în fig. 5.2 cu R_{L2}. Caracteristica de transfer pentru tensiuni V_i pozitive este similară cu aceea din cazul anterior, în care R_L era de valoare mică.

Pentru o valoare a rezistenţei de sarcină $R_L = R_{L2}$, în cazul în care tensiunea V_i este o sinusoidă a cărei amplitudine depăşeşte valoarea $I_Q R_{L2}$, etajul produce distorsiuni severe ale formei de undă. Fie cele două forme de undă sinusoidală din fig. 5.3*a*. Forma de undă 1 are o amplitudine $V_1 < I_Q R_{L2}$, iar forma de undă 2 o amplitudine $V_2 > I_Q R_{L2}$. Dacă aceste semnale sunt aplicate la intrare — împreună cu o tensiune de polarizare — în locul tensiunii V_i, la ieşire va rezulta forma de undă care este prezentată în fig. 5.3*b*. Pentru semnale de intrare mai mici circuitul se comportă ca un amplificator aproape liniar, ieşirea fiinde aproape sinusoidală. Distorsiunea formei de undă la ieşire care este evidentă pentru semnale de intrare mai mari se denumeşte „limitare". În funcţionarea normală a circuitului, ca etaj de ieşire liniar, ea trebuie evitată. Pentru un curent I_Q şi o rezistenţă R_L date, instalarea limitării determină valoarea maximă a semnalului, care mai poate fi manipulată.

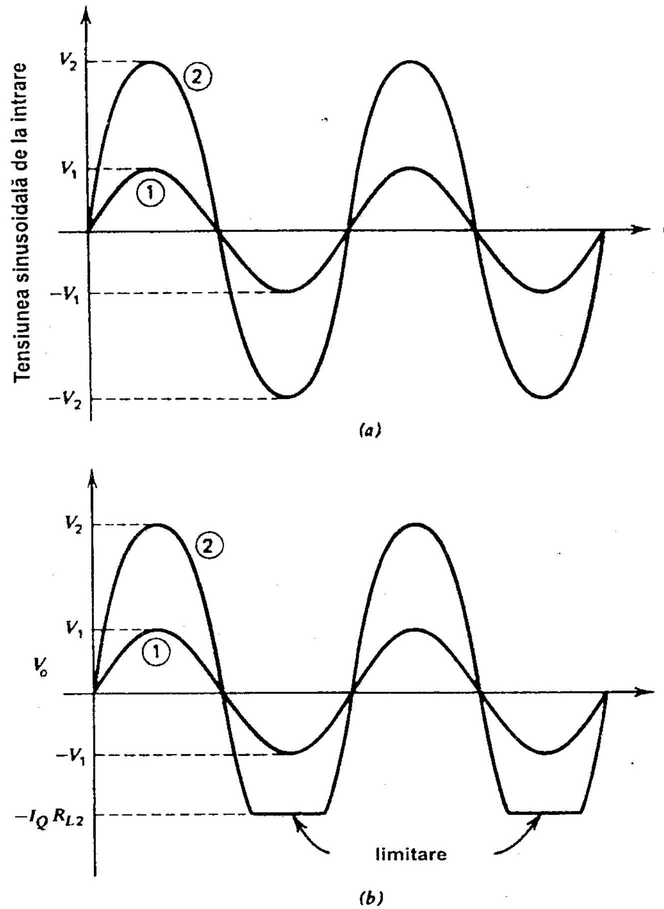


Fig. 5.3 (*a*) Semnalele de intrare sinusoidale aplicate circuitului din fig. 5.1. (*b*) Formele de undă la ieşire corespunzătoare semnalelor de intrare de la punctul (*a*) pentru $R_L = R_{L2}$.

De observat că în cazul în care $I_Q R_L$ estemai mare decât V_{CC} este valabilă situaţia indicată în fig. 5.2 pentru $R_L = R_{L1}$; tensiunea de la ieşire poate evolua practic între tensiunile de alimentare pozitivă şi negativă înainte ca să apară distorsiuni excesive.

5.2.2 Puterea de ieşire şi randamentul

O imagine mai cuprinzătoare asupra funcţionării circuitului din fig. 5.1 se poate obţine plecând de la fig. 5.4, care reprezintă planul caracteristicilor I_c-V_{ce} ale tranzistorului Q_1, în care s-au trasat trei drepte de sarcină diferite. Ecuaţia dreptei de sarcină rezultă din fig. 5.1:

$$V_{ce1} = V_{CC} - (I_{c1} - I_Q)R_L \tag{5.6}$$

atunci ambele tranzistoare Q_1, Q_2 sunt în regiunea activă directă.

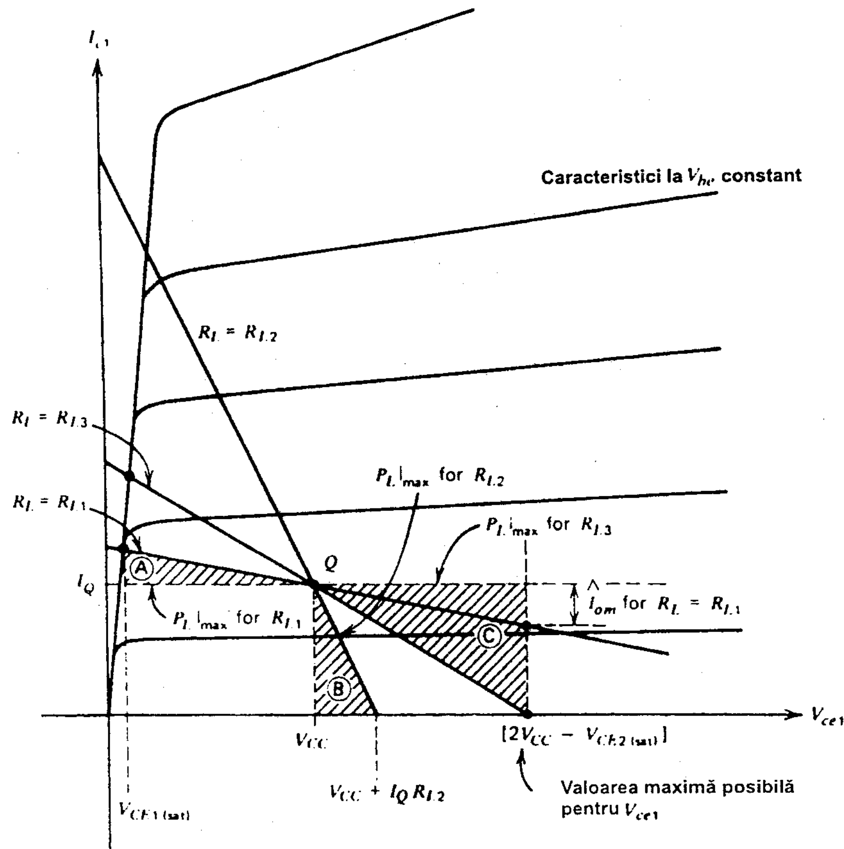


Fig. 5.4 Caracteristicile (dreptele) de sarcină în planul I_{c1}-V_{ce1} pentru repetorul pe emitor Q_1 din fig. 5.1.

Valorile tensiunii V_{ce1} şiale curentului I_{c1} sunt legate prin relaţia 5.6 pentru orice valoare a tensiunii V_i; dreapta de sarcină include şi punctul static de funcţionare, Q, în care $I_{c1}=I_Q$ şi $V_{ce1}=V_{CC}$. Dreapta care corespunde ecuaţiei 5.6 este reprezentată în fig. 5.4 pentru trei valori R_{L1}, R_{L2}, R_{L3} ale rezistenţei de sarcină. La variaţia tensiunii V_i punctul de funcţionare se mişcă în sus şi în jos de-a lungul acestor drepte. Atunci când V_i creşte, V_{ce1} scade, iar tranzistorul Q_1 se poate satura (vezi fig. 5.2); când V_i scade, V_{ce2} creşte existând în continuare două posibilităţi de evoluţie, după cum s-a descris anterior. Dacă R_L este mare (R_{L1}), tensiunea V_o scade, iar V_{ce1} creşte până în momentul în care tranzistorul Q_2 se saturează. Deci valoarea maximă posibilă pe care o poate atinge tensiunea V_{ce1} este $2V_{CC}-V_{CE2(sat)}$. Dacă însă R_L este mic (R_{L2}) valoarea maximă negativă a tensiunii V_o este $-I_QR_{L2}$ (vezi fig. 5.2) iar valoarea maximă posibilă a tensiunii V_{ce1} este $(V_{CC}+I_QR_{L2})$.

Până acum nu s-a făcut nici o menţiune asupra limitărilor de tensiune maximă ale etajului de ieşire. După cum s-a arătat în *Capitolul 1*, străpungerea în avalanşă a tranzistorului are loc pentru $V_{ce}=BV_{CEO}$ (în configuraţia cu emitorul comun), acesta fiind de fapt cazul cel mai defavorabil din punctul de vedere al valorii tensiunii de străpungere. Într-o proiectare conservatoare valoarea tensiunii V_{ce} în circuitul din fig. 5.1 trebuie să fie întotdeauna mai mică decât BV_{CEO} cu o margine de siguranţă convenabilă. În analiza precedentă s-a arătat că valoarea maximă pe care o poate atinge tensiunea V_{ce1} în acest circuit, pentru *orice* valoare a rezistenţei

de sarcină este de aproximativ $2V_{CC}$; ca urmare BV_{CEO} trebuie să fie mai mare ca această valoare.

Să considerăm acum puterile care apar în circuit. Atunci când este prezent un semnal sinusoidal, puterea disipată de diverse elemente va varia în funcţie de timp. Vom fi interesaţi deci atât de puterea disipată *instantanee* cât şi de puterea disipată *medie*. Puterea instantanee este importanta atunci când se consideră puterea disipată de tranzistor pentru cazul semnalelor de joasă frecvenţă sau de curent continuu. Temperatura joncţiunilor tranzistorului tinde să crească şi să scadă urmărind puterea instantanee disipată de dispozitiv; ca urmare va exista o putere disipată instantanee maximă disponibilă care asigură funcţionarea sigură a oricărui dispozitiv.

Nivelele de putere *medie* sunt importante deoarece, în mod uzual, puterea transmisă unei sarcini este specificată ca valoare *medie*. De asemenea, trebuie observat că în cazul în care etajul de ieşire manipulează numai semnale de frecvenţă înaltă temperatura joncţiunilor tranzistorului nu va avea o variaţie apreciabilă în timpul unei perioade a semnalului; rezultă că factorul limitativ va fi în acest caz puterea medie disipată de dispozitiv.

Să luăm în discuţie puterea de semnal la ieşire care poate fi transmisă unei sarcini R_L atunci când la intrare (V_i) se aplică un semnal *sinusoidal*. Puterea *medie* transmisă sarcinii R_L — dacă se presupune că tensiunea V_o este practic sinusoidală — va fi

$$P_L = \frac{1}{2}\hat{V}_o\hat{I}_o , \tag{5.7}$$

unde $\hat{V}_o$ şi $\hat{I}_o$ sunt amplitudinile tensiunii sinusoidale de la ieşire şi, respectiv, curentului sinusoidal de la ieşire. După cum s-a arătat mai înainte amplitudinea maximă a semnalului de ieşire care poate fi atinsă înainte de a intra în limitări depinde de valoarea rezistenţei R_L. Valoarea maximă a puterii P_L care poate fi atinsă înainte de a apărea limitarea este $P_L|_{max}$. În cazul semnalelor sinusoidale

$$P_L\Big|_{max} = \frac{1}{2}\hat{V}_{om}\hat{I}_{om} , \tag{5.7a}$$

unde $\hat{V}_{om}$ şi $\hat{I}_{om}$ sunt valorile maxime ale mărimilor $\hat{V}_o$ şi $\hat{I}_o$ care se pot atinge înainte de a apărea limitarea.

Să considerăm cazul în care rezistenţa de sarcină are o valoare mare, R_{L1}. Din fig. 5.2 şi fig. 5.4 se observă ca în acest caz limitarea este simetrică, deci

$$\hat{V}_{om} = V_{CC} - V_{CE(sat)} , \tag{5.8}$$

dacă se presupune că tensiunile de saturaţie ale tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 sunt egale. Amplitudinea curentului sinusoidal de la ieşire este, corespunzător, $\hat{I}_{om} = \hat{V}_{om}/R_{L1}$. Puterea medie maximă care poate fi transmisă sarcinii R_{L1} se calculează prin substituirea acestor valori în (5.7a). Valoarea acestei puteri are o interpretare geometrică directă; este aria triunghiului notat cu A în fig. 5.4 (baza triunghiului este $\hat{V}_{om}$, iar înălţimea sa este $\hat{I}_{om}$. Pe măsură ce se măreşte valoarea rezistenţei de sarcină R_{L1} puterea medie maximă de ieşire care poate fi transmisă sarcinii devine din ce în ce mai mică deoarece aria triunghiului se micşorează. Valoarea maximă a amplitudinii tensiunii de la ieşire rămâne practic aceeaşi, dar valoarea amplitudinii curentului scade odată cu creşterea sarcinii R_{L1}.

Dacă $R_L = R_{L2}$ (vezi fig. 5.4) excursia maximă de tensiune la ieşire, înainte de a apărea limitarea, este

$$\hat{V}_{om} = I_Q R_{L2} . \tag{5.9}$$

Corespunzător amplitudinea curentului este $\hat{I}_{om} = I_Q$ şi folosind (5.7a) rezultă că puterea medie maximă $P_L|_{max}$ care poate fi transmisă sarcinii este dată de aria triunghiului notat cu B, în fig. 5.4. Este clar că pe măsură ce se micşorează valoarea sarcinii R_{L2} se micşorează şi puterea medie maximă care poate fi transmisă sarcinii.

Examinarea fig. 5.4 arată că puterea de ieşire a etajului atinge un maxim pentru o valoare a rezistenţei de sarcină $R_L=R_{L3}$; valoarea poate fi calculată din (5.6) şi fig. 5.4:

$$R_{L3} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{I_Q} . \qquad (5.10)$$

Această dreaptă de sarcină duce la triunghiul cu aria cea mai mare (C) deci la puterea medie de ieşire cea mai mare. În acest caz $\hat{V}_{om} = V_{CC} - V_{CE(sat)}$, $\hat{I}_{om} = I_Q$ şi se obţine din (5.7a):

$$P_L|_{max} = \tfrac{1}{2}\hat{V}_{om}\hat{I}_{om} = \tfrac{1}{2}[V_{CC} - V_{CE(sat)}]I_Q . \qquad (5.11)$$

Pentru a calcula *randamentul* (*eficienţa*) circuitului, trebuie să determinăm şi puterea consumată de la sursa de alimentare. Curentul extras de la sursa pozitivă este egal cu curentul de colector al tranzistorului Q_1, care se presupune sinusoidal cu o valoare medie I_Q. Curentul care este absorbit de sursa negativă este constant şi egal cu I_Q (se neglijează curentul de polarizare, I_R). Deoarece tensiunile de alimentare sunt constante puterea *medie* consumată de la sursele de alimentare este constantă şi independentă de prezenţa în circuit a semnalului sinusoidal. Puterea totală consumată de la cele două surse de alimentare este

$$P_{sursă} = 2V_{CC}I_Q . \qquad (5.12)$$

Randamentul cu care acest circuit realizează *conversia puterii* pentru o valoare arbitrară a nivelului puterii de ieşire se defineşte ca raportul dintre puterea medie transmisă sarcinii şi puterea consumată de la sursele de alimentare. În mod evident, pentru acest circuit randamentul creşte odată cu creşterea puterii de ieşire deoarece puterea consumată de la sursele de alimentare este constantă. De asemenea, deoarece nivelul puterii de ieşire a circuitului depinde de valoarea sarcinii R_L şi randamentul va depinde de R_L. Valoarea optimă a randamentului se obţine pentru $R_L=R_{L3}$ deoarece această sarcină asigură la ieşire puterea medie maximă. În general

$$\eta_C = \frac{P_L}{P_{sursă}} . \qquad (5.13)$$

Dacă $R_L=R_{L3}$ şi $\hat{V}_o = \hat{V}_{om}$ atunci prin înlocuirea în (5.13) a expresiilor 5.11 şi 5.12 se obţine pentru valoarea maximă posibilă a randamentului următoarea relaţie:

$$\eta_{max} = \frac{1}{4}\left[1 - \frac{V_{CE(sat)}}{V_{CC}}\right] . \qquad (5.14)$$

Deci, dacă $V_{CE(sat)} \ll V_{CC}$ valoarea maximă a randamentului acestui etaj este de 25 %.

Alt aspect important al funcţionării circuitului îl constituie mărimea puterii disipate de dispozitivele active. Formele de undă ale curentului şi tensiunii tranzistorului Q_1 pentru o excursie maximă, în cazul $R_L=R_{L3}$, sunt date în fig. 5.5 — presupunând pentru simplitate că $V_{CE(sat)} \approx 0$ — împreună cu produsul lor care constituie puterea *instantanee* disipată de tranzistor. Puterea instantanee disipată de Q_1 variază cu o frecvenţă egală cu dublul frecvenţei semnalului având o valoare medie egală cu jumătate din puterea disipată în absenţa semnalului.

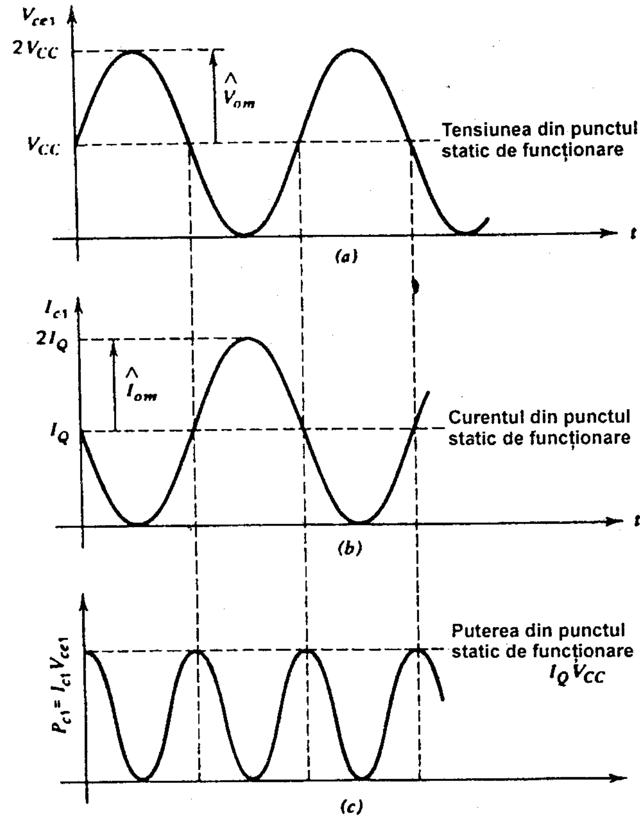


Fig. 5.5 Formele de undă pentru tranzistorul Q_1, din fig. 5.1, în cazul excursiei maxime la ieşire, pentru $R_L = R_{L3}$. (*a*) Forma de undă a tensiunii colector-emitor. (*b*) Forma de undă a curentului de colector. (*c*) Forma de undă a puterii disipate în colector.

Aceste afirmaţii se pot justifica analitic în felul următor. Puterea instantanee disipată de tranzistorul Q_1 este

$$P_{c1} = V_{ce1} I_{c1} \tag{5.15}$$

Pentru excursia maximă, în cazul unui semnal sinusoidal, P_{c1} se poate exprima astfel (în conformitate cu notaţiile din fig. 5.5):

$$\begin{aligned} P_{c1} &= V_{CC}(1 + \sin\omega t) I_Q (1 - \sin\omega t) \\ &= V_{CC} I_Q (1 - \sin^2\omega t) \\ &= \frac{V_{CC} I_Q}{2}(1 + \cos 2\omega t) \end{aligned} \tag{5.15a}$$

Valoarea medie a puterii P_{c1} este deci $V_{CC}I_Q/2$. Deci în condiţii de putere maximă la ieşire puterea *medie* disipată în Q_1 este egală cu jumătate din puterea disipată în absenţa semnalului. Rezultă că temperatura medie a tranzistorului, atunci când se transmite putere sarcinii $R_L = R_{L3}$, este *mai mică decât* temperatura în absenţa semnalului.

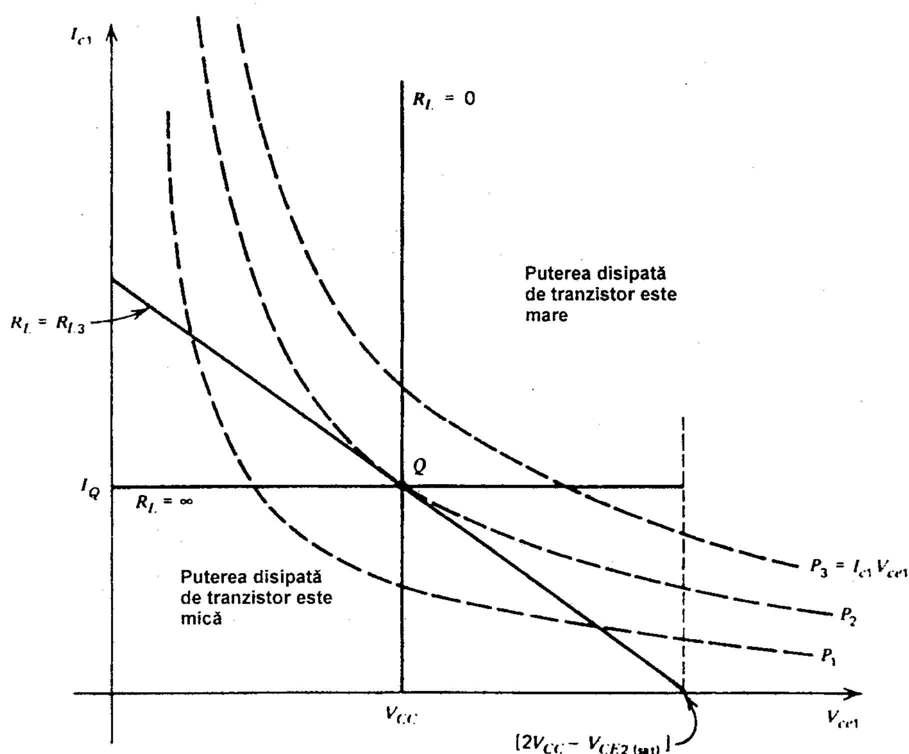


Fig. 5.6 Hiperbolele care corespund unei valori constante a puterii disipate instantanee de către tranzistor, P_1, P_2 şi P_3, în planul I_{c1}-V_{ce1} pentru repetorul pe emitor Q_1 din fig. 5.1. Sunt incluse şi dreptele de sarcină pentru $R_L = R_{L3}$, 0 şi ∞. De observat că $P_1 < P_2 < P_3$.

O imagine suplimentară asupra puterii disipate de tranzistorul Q_1 se poate obţine prin trasarea în planul I_c-V_{ce} a curbelor care corespund unei disipaţii constante a tranzistorului. Relaţia 5.15 arată că aceste curbe sunt nişte hiperbole. În fig. 5.6 s-au trasat trei hiperbole corespunzătoare unor valori constante ale puterii disipate instantanee P_1, P_2 şi P_3 ($P_1 < P_2 < P_3$). Hiperbola care corespunde valorii P_2 trece prin punctul de funcţionare Q; ecuaţia acestei curbe rezultă din (5.15):

$$I_{c1} = \frac{P_2}{V_{ce1}} \, . \tag{5.16}$$

Panta curbei este dată de

$$\frac{dI_{c1}}{dV_{ce1}} = -\frac{P_2}{V_{ce1}^2}$$

relaţie care, după înlocuirea expresiei 5.16, devine

$$\frac{dI_{c1}}{dV_{ce1}} = -\frac{I_{c1}}{V_{ce1}} \, . \tag{5.17}$$

Valoarea pantei în punctul static de funcţionare Q se obţine înlocuind în (5.17) $I_{c1}=I_Q$ şi $V_{ce1}=V_{CC}$:

$$\left.\frac{dI_{c1}}{dV_{ce1}}\right|_Q = -\frac{I_Q}{V_{CC}} . \tag{5.18}$$

Panta dreptei de sarcină pentru $R_L=R_{L3}$ este $(-1/R_{L3})$. Din (5.6) şi (5.10) se obţine

$$-\frac{1}{R_{L3}} \approx -\frac{I_Q}{V_{CC}} . \tag{5.19}$$

Comparând (5.18) cu (5.19) rezultă că dreapta de sarcină pentru R_L+R_{L3} este tangentă la hiperbola care trece prin punctul static de funcţionare, deoarece în acest punct ambele au aceeaşi pantă. Acest fapt este ilustrat în fig. 5.6. Devine clar că odată ce punctul de funcţionare părăseşte poziţia de regim static şi se mişcă pe dreapta de sarcină $R_L=R_{L3}$ puterea instantanee disipată de tranzistor *scade*, deoarece dreapta de sarcină intersectează hiperbole de putere constantă de valoare tot mai mică. Acest punct de vedere este în concordanţă cu formele de undă prezentate în fig. 5.5.

În fig. 5.6. este indicată şi dreapta de sarcină pentru $R_L=\infty$ (etajul lucrează în gol). În acest caz curentul de colector al tranzistorului nu mai variază în decursul unei perioade ci este constant. Pentru valori ale tensiunii V_{ce1} mai mari decât valoarea statică puterea instantanee disipată de tranzistor creşte. Valoarea maximă posibilă a tensiunii V_{ce1} este $2V_{CC}-V_{CE2(sat)}$, puterea instantanee maximă fiind, pentru această valoare a tensiunii, de aproximativ $2V_{CC}I_Q$, dacă $V_{CE2(sat)} \ll V_{CC}$. Disipaţia este deci dublă faţă de aceea care apare în absenţa semnalului $V_{CC}I_Q$; acest fapt trebuie luat în consideraţie atunci când se impun cerinţele de putere disipată pentru Q_1. Se observă că la cealaltă extremă a excursiei la ieşire în care $V_{ce1}\simeq 0$, puterea disipată în tranzistorul Q_2 este de asemenea $2V_{CC}I_Q$.

O situaţie care este, potenţial, chiar mai periculoasă poate avea loc în cazul în care sarcina este scurtcircuitată. În acest caz dreapta de sarcină este o verticală care trece prin punctul static de funcţionare (vezi fig. 5.6). Pentru semnale mari la intrare curentul de colector (deci şi puterea disipată de tranzistor) al tranzistorului Q_1 poate deveni prea mare. Limita pe care o atinge valoarea curentului de colector este fixată de capacitatea etajului care livrează semnalul de intrare în etajul de ieşire de a furniza tranzistorului Q_1 curentul de bază şi de asemenea de scăderea la curenţi mari a câştigului în curent, β_F, al lui Q_1; în general sunt însă necesare circuite de limitare a curentului. Un exemplu de astfel de protecţie este dat de *Secţiunea 5.5.6.*

Calculele anterioare, care au utilizat hiperbolele de putere constantă şi dreptele de sarcină, conduc şi la următorul rezultat cu caracter general. Din examinarea fig. 5.6 rezultă evident că valoarea maximă a puterii instantanee disipată de tranzistor pentru $R_L=R_{L3}$ are loc în punctul static de funcţionare Q (deoarece $P_1<P_2<P_3$). Dacă $V_{CE(sat)} \ll V_{CC}$ acest punct împarte dreapta de sarcină în ***două părţi egale*** (evident se consideră că dreapta de sarcină se extinde numai în primul cadran). Din (5.17) se poate deduce că *orice* dreaptă de sarcină este tangentă la hiperbola de putere constantă într-un punct care împarte dreapta de sarcină în două părţi egale. Rezultă că punctul de la mijlocul *oricărei* drepte de sarcină este punctul în care puterea instantanee disipată de tranzistor este maximă. De exemplu, în fig. 5.4 pentru $R_L=R_{L2}$ valoarea maximă a puterii instantanee disipată de tranzistor se obţine în punctul din mijlocul dreptei de sarcină, punct în care $V_{ce1}=\frac{1}{2}(V_{CC}+I_QR_{L2})$.

Un etaj de ieşire — de tipul aceluia descris în această secţiune — în care tranzistorul de ieşire conduce întotdeauna un curent apreciabil se numeşte etaj de ieşire în *clasă A*. Acest tip de funcţionare se poate realiza conectând tranzistorul în diferite configuraţii, având însă întotdeauna un randament maxim de 25%.

În final, trebuie arătat că în această discuţie s-a presupus că repetorul pe emitor are în emitor o sursă de curent, I_Q, utilizată ca element de polarizare. În practică această situaţie poate fi realizată direct, în mod aproximativ, prin utilizarea unui rezistor conectat la sursa de alimentare negativă, fapt care duce la unele abateri faţă de rezultatele obţinute anterior. În particular se reduce puterea de ieşire disponibilă.

■ EXEMPLU

Un etaj de ieşire ca acela din fig. 5.1 are următorii parametri: V_{CC}=10 V, R_3=5 kΩ, $R_1=R_2=0$, $V_{CE(sat)}$=0,2 V, R_L=1 kΩ.

(*a*) Să se calculeze puterea medie de ieşire maximă care poate fi transmisă sarcinii R_L înainte de a apărea limitarea şi randamentul corespunzător. Care este randamentul maxim posibil de realizat cu acest etaj şi ce valoare R_L este necesară pentru a-l obţine? Se va presupune că semnalele sunt sinusoidale.

(*b*) Să se calculeze disipaţia de putere instantanee maximă posibilă în tranzistorul Q_1, în cazul în care $\hat{V}_{om}$ = 1,5 V şi semnalul de la ieşire este sinusoidal.

Soluţia se obţine în modul următor.

(*a*) Se calculează mai întâi curentul din punctul static de funcţionare:

$$I_Q = I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE3}}{R_3} = \frac{10 - 0,7}{5} \text{ mA} = 1,86 \text{ mA} .$$

Produsul $I_Q R_L$ va avea valoarea:

$$I_Q R_L = 1,86 \times 1 = 1,86 \text{ V} .$$

Deoarece $I_Q R_L$ este mai mic decât V_{CC} excursia maximă la ieşire pentru un semnal sinusoidal va fi de 1,86 V, valoare impusă de limitarea tensiunii de ieşire în semialternanţa negativă. Această situaţie corespunde cazului din fig. 5.4 în care $R_L = R_{L2}$. Deci excursia maximă a tensiunii de ieşire este $\hat{V}_{om}$ = 1,86 V, iar a curentului de ieşire $\hat{I}_{om} = I_Q$ = 1,86 mA. Puterea medie maximă de ieşire care se poate obţine de la circuit în cazul semnalelor sinusoidale se poate calcula din (5.7a):

$$P_L\Big|_{max} = \frac{1}{2}\hat{V}_{om}\hat{I}_{om} = \frac{1}{2} \times 1,86 \times 1,86 \text{ mW} = 1,73 \text{ mW} .$$

În conformitate cu (5.12) puterea consumată de la sursele de alimentare va fi:

$$P_{sursă} = 2 V_{CC} I_Q = 2 \times 10 \times 1,86 \text{ mW} = 32,7 \text{ mW} .$$

Randamentul circuitului pentru puterea de ieşire calculată anterior se determină din (5.13):

$$\eta_C = \frac{P_L|_{max}}{P_{sursă}} = \frac{1,73}{37,2} = 0,047 .$$

O valoare de 4,7% a randamentului este într-adevăr mică fiind datorată limitării care apare în semialternanţa negativă.

Randamentul maxim posibil, realizabil cu acest etaj, se obţine pentru o valoare a rezistenţei de sarcină $R_L=R_{L3}$ (vezi fig. 5.4), dată de (5.10):

$$R_{L3} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{I_Q} = \frac{10 - 0{,}2}{1{,}86}\ \mathrm{k\Omega} = 5{,}27\ \mathrm{k\Omega}\ .$$

Puterea medie maximă care poate fi transferată sarcinii în acest caz înainte de a apărea limitarea, se găseşte din (5.11):

$$P_L\big|_{max} = \tfrac{1}{2}[V_{CC} - V_{CE(sat)}]I_Q = \tfrac{1}{2}(10 - 0{,}2) \times 1{,}86\ \mathrm{mW} = 9{,}11\ \mathrm{mW}\ .$$

Valoarea corespunzătoare a randamentului se obţine din (5.14):

$$\eta_{max} = \frac{1}{4}\left[1 - \frac{V_{CE(sat)}}{V_{CC}}\right] = \frac{1}{4}\left[1 - \frac{0{,}2}{10}\right] = 0{,}245\ ,$$

valoare care este apropiată de maximumul teoretic de 25%.

(*b*) Disipaţia instantanee maximă posibilă în tranzistorul Q_1 are loc în punctul corespunzător mijlocului dreptei de sarcină. Din fig. 5.4, pentru dreapta de sarcină care corespunde cazului $R_L=R_{L2}$ se obţine

$$V_{ce1} = \tfrac{1}{2}(V_{CC} + I_Q R_L) = \tfrac{1}{2}(10 + 1{,}86) = 5{,}93\ \mathrm{V}.$$

Valoarea corespunzătoare a curentului de colector prin Q_1 este

$$I_{c1} = \frac{5{,}93}{R_L} = 5{,}93\ \mathrm{mA}\ ,$$

deoarece

$$R_L = 1\ \mathrm{k\Omega}$$

Deci disipaţia instantanee maximă posibilă în tranzistorul Q_1 este

$$P_{c1} = I_{c1} V_{ce1} = 35{,}2\ \mathrm{mW}\ .$$

Se observă că această disipaţie are loc pentru V_{ce1}=5,93 V, care corespunde unei excursii la ieşire în afara limitelor de funcţionare liniară a circuitului. Limitarea se instalează în excursia negativă de la ieşire, îndată ce — în conformitate cu cele calculate la punctul (*a*) — amplitudinea tensiunii de la ieşire atinge 1,86 V. Această situaţie poate apărea cu uşurinţă dacă circuitul este supracomandat de un semnal de intrare mare.

Disipaţia de putere *medie* în tranzistorul Q_1 se poate calcula observând că — pentru semnale sinusoidale — puterea media consumată de la cele două surse de alimentare este constantă şi independentă de prezenţa semnalului. Deoarece puterea livrată circuitului de sursele de alimentare este constantă, puterea medie *totală* disipată de tranzistoarele Q_1 şi Q_2 şi sarcina R_L trebuie să fie constantă şi independentă de prezenţa semnalului sinusoidal. Puterea medie disipată de tranzistorul Q_2 este constantă deoarece curentul I_Q este constant. Ca urmare puterea medie disipată de tranzistorul Q_1 şi de R_L este constantă. Deci, odată cu creşterea lui $\hat{V}_{om}$, puterea medie disipată de tranzistorul Q_1 scade cu aceeaşi cantitate cu care *creşte* puterea medie disipată în rezistorul R_L.

Fără semnal de intrare puterea disipată de tranzistorul Q_1 este

$$P_{CQ} = V_{CC} I_Q = 10 \times 1{,}86 \text{ mW} = 18{,}6 \text{ mW} .$$

Pentru $\hat{V}_o = 1{,}5$ V puterea medie transferată sarcinii este

$$P_L = \frac{1}{2}\frac{\hat{V}_o^2}{R_L} = \frac{1}{2}\frac{2{,}25}{1} \text{ mW} = 1{,}13 \text{ mW} .$$

Rezultă puterea *medie* disipată în Q_1 atunci când $\hat{V}_o = 1{,}5$ V, semnalele fiind sinusoidale:

$$P_{medie} = P_{CQ} - P_L = 17{,}5 \text{ mW} .$$

5.2.3 Cerinţe relative la comanda repetorului pe emitor

Calculele anterioare s-au referit la funcţionarea etajului de ieşire de tip repetor pe emitor, în cazul în care este comandat la intrare de o tensiune sinusoidală. Etajul care precede etajul de ieşire se numeşte etaj de comandă*.

În practică acest etaj poate introduce în funcţionarea circuitului limitări suplimentare; de exemplu, s-a arătat că pentru a comanda tensiunea de ieşire, V_o, a repetorului pe emitor la valoarea sa pozitivă maximă, este necesară o tensiune uşor mai mare decât tensiunea de alimentare. Deoarece, în majoritatea cazurilor, etajul de comandă este conectat la aceeaşi sursă de alimentare ca şi etajul de ieşire, el nu poate produce tensiuni mai mari decât tensiunea de alimentare ceea ce reduce, în mod suplimentar, excursia de tensiune posibilă la ieşire.

Aceste limitări îşi au sursa în faptul că repetorul pe emitor are un câştig în tensiune unitar, fiind deci necesar ca etajul de comandă să aibă aceeaşi excursie de tensiune ca şi ieşirea. Totuşi etajul de comandă este un etaj de *putere mult mai mică* decât etajul de ieşire deoarece curentul pe care trebuie să îl livreze este curentul de bază al repetorului pe emitor, care este $1/\beta$ din curentul de ieşire. Ca urmare curentul din punctul static de funcţionare al etajului de comandă poate să fie mult mai mic decât acela al etajului de ieşire, iar pentru dispozitivul care realizează etajul de comandă se poate folosi o geometrie mai mică. Cu toate că repetorul pe emitor are un câştig în tensiune unitar el realizează un *câştig de putere* substanţial, fapt care constituie o cerinţă care se impune oricărui etaj de ieşire.

5.2.4 Proprietăţi de semnal mic ale repetorului pe emitor

În fig. 5.7 se prezintă un circuit echivalent, simplificat, de semnal mic pentru repetorul pe emitor din fig. 5.1. După cum se va arăta în *Capitolul 7*, repetorul pe emitor este un circuit de bandă extrem de largă, constituind foarte rar cauza unei limitări de frecvenţă în

---

* În literatura de limbă română se utilizează uneori şi denumirea (preluată direct din limba engleză) de "driver" (n.t.).

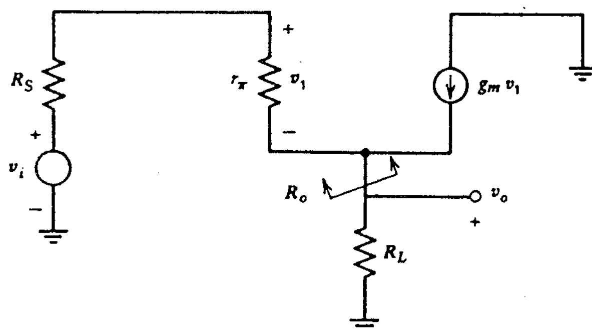


Fig. 5.7 Circuitul echivalent de semnal mic şi la joasă frecvenţă pentru repetorul pe emitor din fig. 5.1.

ceea ce priveşte câştigul de semnal mic al unui amplificator. Deci circuitul echivalent din fig. 5.7 va fi utilizabil într-o bandă largă de frecvenţe. Analiza circuitului conduce la următoarele expresii aproximative pentru câştigul în tensiune A_v şi pentru rezistenţa de ieşire R_o:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \approx \frac{R_L}{R_L + \dfrac{1}{g_m} + \dfrac{R_s}{\beta_0}}, \tag{5.20}$$

$$R_o = \frac{1}{g_m} + \frac{R_S}{\beta_0}, \tag{5.21}$$

valabile pentru

$$\beta_0 \gg 1 .$$

Mărimile A_v şi R_o sunt de semnal mic, dar deoarece panta g_m depinde de curentul I_C din punctul static de funcţionare, ele depind de I_C. Deoarece repetorul pe emitor este discutat aici din punctul de vedere al utilizării sale ca etaj de ieşire, excursia de semnal poate să fie mare iar (5.20) şi (5.21) trebuie aplicate cu prudenţă. Totuşi pentru o excursie de valoare mică spre moderată, aceste relaţii se pot utiliza pentru estimarea câştigului mediu şi a rezistenţei de ieşire ale etajului dacă pentru parametrii tranzistorului se utilizează valorile din punctul static de funcţionare. Expresia 5.20 se poate utiliza de asemenea pentru estimarea neliniarităţii[1] etajului, observând că ea oferă *valoarea incrementală a pantei* caracteristicii de semnal mare din fig. 5.2, în orice punct al ei. Evaluarea valorii pantei incrementale la extremele excursiei de semnal permite estimarea gradului de curbare a caracteristicii, după cum se va ilustra în exemplul următor.

EXEMPLU

Să se calculeze panta incrementală a caracteristicii de transfer a circuitului din fig. 5.1 în punctul static de funcţionare şi la extremele excursiei de semnal, pentru o tensiune de ieşire sinusoidală având o valoare de vârf de 0,6 V. Se vor folosi datele din exemplul precedent şi se va presupune că R_S=0.

Câştigul de semnal mic, pentru $R_S=0$, se obţine din (5.20):

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} \simeq \frac{R_L}{R_L + \dfrac{1}{g_m}} , \tag{5.22}$$

Deoarece $I_Q=1{,}86$ mA, $1/g_m=14$ Ω, valoarea câştigului în tensiune în punctul static de funcţionare este

$$A_{vQ} = \frac{1000}{1000 + 14} = 0{,}9862 .$$

Excursia de tensiune la ieşire este de 0,6 V; ca urmare excursia de curent este

$$\hat{I}_o = \frac{\hat{V}_o}{R_L} = \frac{0{,}6}{1000} = 0{,}6 \text{ mA} .$$

Deci pentru vârful pozitiv al semnalului curentul de colector al tranzistorului va avea valoarea:

$$I_Q + \hat{I}_o = 1{,}86 + 0{,}6 = 2{,}46 \text{ mA} .$$

Pentru această valoare a curentului $1/g_m=10{,}6$ Ω, iar valoarea de semnal mic a câştigului în tensiune care se obţine din (5.22) este:

$$A_v' = \frac{1000}{1010{,}6} = 0{,}9895 .$$

Se observă că rezultă o creştere de 0,3% faţă de valoarea din punctul static de funcţionare. Pentru vârful negativ al semnalului curentul de colector al tranzistorului are valoarea

$$I_Q - \hat{I}_o = 1{,}86 - 0{,}6 = 1{,}26 \text{ mA} .$$

La acest curent $1/g_m=20{,}6$ Ω, iar valoarea de semnal mic a câştigului în tensiune care se obţine din (5.22) este

$$A_v'' = \frac{1000}{1020{,}6} = 0{,}9798 .$$

valoare care corespunde unei scăderi de 0,7% faţă de valoarea din punctul static de funcţionare.

De observat variaţia extrem de mică a valorii câştigului de semnal mic al circuitului cu toate că amplitudinea de semnal a curentului de colector este de o treime din valoarea curentului din punctul static de funcţionare. Rezultă concluzia că acest circuit are un grad mare de liniaritate.

5.3 ETAJUL DE IEŞIRE CU EMITORUL COMUN

În proiectarea de circuite integrate etajele de ieşire cu emitorul comun nu sunt utilizate tot atât de mult ca acelea cu repetoare pe emitor, deoarece etajele realizate cu repetoare pe emitor oferă în general caracteristici superioare (rezistenţă de ieşire şi distorsiuni mai mici). Etajele cu emitorul comun sunt totuşi de interes deoarece datorită câştigului lor mare sunt utilizate deseori ca etaje de comandă pentru etajele de ieşire.

5.3.1 Caracteristica de transfer a etajului cu emitorul comun

Schema unui etaj de ieşire cu emitorul comun este prezentată în fig. 5.8. Pentru comoditate tensiunea de intrare se aplică între baza tranzistorului Q_1 şi sursa negativă de alimentare. Tranzistorul sursă de curent Q_2 stabileşte un curent I_Q; ajustând tensiunea V_i astfel încât în punctul static de funcţionare $V_o = I_o = 0$, curentul din punctul static de funcţionare prin tranzistorul Q_1 va fi de asemenea I_Q. De observat că sarcina, R_L, este alimentată de o sursă de impedanţă mare (colectorul tranzistorului Q_1). În consecinţă valoarea câştigului în tensiune va depinde în mod direct de R_L (se presupune că R_L este mult mai mic decât r_o a tranzistoarelor Q_1 şi Q_2). Caracteristica de transfer de semnal mare a circuitului se obţine plecând de la schema din fig. 5.8. Evident

$$I_o = I_Q - I_{c1}, \tag{5.23}$$

unde I_{c1} este curentul de colector al tranzistorului Q_1. De asemenea este valabilă relaţia

$$I_o = \frac{V_o}{R_L}. \tag{5.24}$$

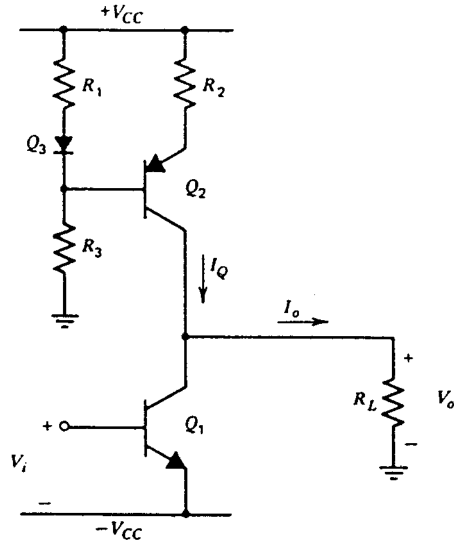


Fig. 5.8 Etaj de ieşire cu emitorul comun în clasă A.

Înlocuind (5.24) şi (5.2) în relaţia 5.23 se obţine

$$V_o = -R_L\left[I_S \exp\frac{V_i}{V_T} - I_Q\right] \tag{5.25}$$

unde

$$V_T = \frac{kT}{q}. \tag{5.26}$$

Caracteristica de transfer, $V_o(V_i)$, trasată în conformitate cu (5.25), este reprezentată grafic în fig. 5.9. Între această caracteristică şi aceea determinată în secţiunea anterioară pentru repetorul pe emitor există deosebiri importante. În primul rând, expresia 5.25 care descrie caracteristica de transfer arată că ea este în esenţă o simplă exponenţială; ca urmare pentru o excursie de tensiune şi pentru o sarcină R_L date, caracteristica va fi *mult mai curbată* producându-se deci *distorsiuni* mai mari decât în cazul repetorului pe emitor. Cu toate acestea excursia de tensiune de la intrare necesară pentru obţinerea excursiei maxime a tensiunii de la ieşire are o valoare tipică de câteva zeci de mV, sau mai puţin, mult mai mică decât aceea din cazul repetorului pe emitor.

Ca şi în cazul repetorului pe emitor limitele caracteristicii de transfer depind de valoarea sarcinii R_L. În cazul unei sarcini de valoare mare (R_{L1}, în fig. 5.9) odată cu scăderea tensiunii V_i, tensiunea V_o creşte până în momentul în care sursa de curent Q_2 se saturează.

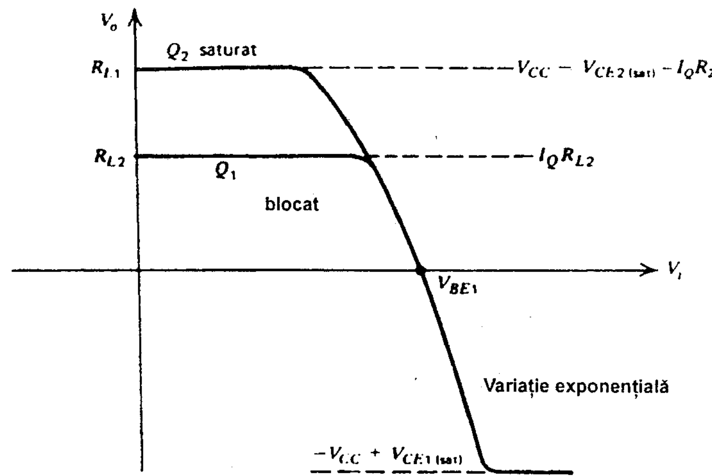


Fig. 5.9 Caracteristica de transfer a circuitului din fig. 5.8 pentru o valoare mică (R_{L2}) şi mare (R_{L1}) a rezistenței de sarcină.

Dacă sarcina R_L este mică (R_{L2}, în fig. 5.9) valoarea maximă pe care o poate atinge tensiunea V_o se obține din (5.25) — pentru cazul tensiunilor de intrare V_i mari şi negative:

$$V_o = I_Q R_{L2} \ . \tag{5.27}$$

Dacă această valoare este mai mică decât $V_{CC} - V_{CE(sat)}$ excursia pozitivă a tensiunii de la ieşire se reduce. Cu tranzistorul Q_1 tăiat, tranzistorul Q_2 va livra curentul I_Q spre sarcină.

Pentru ambele valori ale sarcinii R_L la creşterea tensiunii V_i curentul prin tranzistorul Q_1 creşte şi face ca valoarea tensiunii V_o să se apropie de valoarea sursei negative de alimentare, până în momentul în care Q_1 se saturează; în acest moment $V_o = -V_{CC} + V_{CE(sat)}$. Este evident că există şi posibilitatea de limitare a semnalului de ieşire (pentru o sarcină de valoare mică), situația fiind similară cu aceea prezentată în fig. 5.3 pentru repetorul pe emitor. În acest caz, limitarea tinde să apară mai întâi în partea pozitivă a excursiei tensiunii de la ieşire. De observat că, eventual, limitarea poate avea loc pe ambele alternanțe ale semnalului dacă excursia de tensiune de la intrare este suficient de mare.

5.3.2 Puterea de ieşire şi randamentul

Ecuația dreptei de sarcină pentru circuitul din fig. 5.8 este

$$V_{ce1} = V_{CC} - (I_{c1} - I_Q) R_L \ , \tag{5.28}$$

identică cu (5.6) de la repetorul pe emitor. Rezultă că dreptele de sarcină din fig. 5.4 se aplică la fel şi pentru etajul cu emitorul comun. În consecință toate rezultatele referitoare la puterea de ieşire şi la randament, deduse pentru repetorul pe emitor se aplică la fel şi pentru etajul cu emitorul comun. În particular randamentul maxim posibil pentru un etaj cu emitorul comun în clasă A este de 25%, iar tensiunea de străpungere a tranzistorului BV_{CEO} trebuie să fie pentru acest circuit mai mare decât $2V_{CC}$.

5.3.3 Distorsiuni în etajul cu emitorul comun

Funcţia de transfer (5.25) a etajului cu emitorul comun care oferă o exprimare explicită a dependenţei tensiunii V_o în funcţie de tensiunea V_i. Acest fapt face ca în cazul acestui circuit, calculul direct al distorsiunilor să fie mult mai simplu decât în cazul repetorului pe emitor, pentru care caracteristica de transfer (5.4) exprimă pe V_o în funcţie de V_i în mod implicit. În continuare utilizând ca exemplu etajul cu emitorul comun se va ilustra modul de calcul al distorsiunilor semnalului pentru cazul unei caracteristici de transfer neliniare.

Dacă tensiunea de semnal la intrare este V_s, atunci

$$V_s = V_i - V_{BE1} , \tag{5.29}$$

unde V_{BE1} este tensiunea din punctul static. Înlocuind (5.29) în (5.25) se obţine

$$V_o = -R_L \left[I_S \exp \frac{V_s + V_{BE1}}{V_T} - I_Q \right] .$$

deci

$$V_o = -R_L \left[I_S \exp \frac{V_{BE1}}{V_T} \exp \frac{V_s}{V_T} - I_Q \right] . \tag{5.30}$$

Dar, deoarece

$$I_Q = I_S \exp \frac{V_{BE1}}{V_T} \tag{5.31}$$

rezultă, după înlocuirea relaţiei 5.31 în (5.30)

$$V_o = -R_L I_Q \left[\exp \frac{V_s}{V_T} - 1 \right] . \tag{5.32}$$

Prin dezvoltarea în serie de puteri a termenului exponenţial din (5.32) se obţine

$$V_o = -R_L I_Q \left[\frac{V_s}{V_T} + \frac{1}{2}\left(\frac{V_s}{V_T}\right)^2 + \frac{1}{6}\left(\frac{V_s}{V_T}\right)^6 + \ldots \right] = \tag{5.33}$$

$$= a_1 V_s + a_2 V_s^2 + a_3 V_s^3 + \ldots \tag{5.34}$$

unde

$$a_1 = -\frac{R_L I_Q}{V_T} , \tag{5.35}$$

$$a_2 = -\frac{R_L I_Q}{2 V_T^2} , \tag{5.36}$$

$$a_3 = -\frac{R_L I_Q}{6 V_T^3} . \tag{5.37}$$

Expresia 5.33 permite calculul distorsiunilor în cazul etajului cu emitorul comun.

Pentru valori ale semnalului care satisfac inegalitatea $V_s/V_T \ll 1$ primul termen din dezvoltare este dominant, circuitul fiind în esenţă liniar. Pe măsură ce V_s devine comparabilă cu V_T, termenii care conţin V_s^2 şi V_s^3 devin semnificativi, generându-se astfel termeni suplimentari care duc la distorsiuni. O metodă de uz curent pentru descrierea neliniarităţii unui amplificator o constituie specificarea *distorsiunilor armonice* definite pentru un semnal sinusoidal aplicat la intrarea amplificatorului. Fie, deci,

$$V_s = \hat{V}_s \sin\omega t \, . \tag{5.38}$$

Înlocuind (5.38) în (5.34) se obţine

$$\begin{aligned} V_o &= a_1\hat{V}_s\sin\omega t + a_2\hat{V}_s^2\sin^2\omega t + a_3\hat{V}_s^3\sin^3\omega t + \dots \\ &= a_1\hat{V}_s\sin\omega t + \frac{a_2\hat{V}_s^2}{2}(1 - \cos\omega t) + \frac{a_3\hat{V}_s^3}{4}(3\sin\omega t - \sin 3\omega t) + \dots \end{aligned} \tag{5.39}$$

Expresia 5.39 arată că tensiunea de la ieşire conţine componente cu pulsaţia egală cu aceea a fundamentalei, ω (pulsaţia semnalului de la intrare), şi cu armonicele ei 2ω, 3ω etc. Ultimii termeni reprezintă *componentele de distorsiuni* care nu sunt prezente în semnalul de la intrare.

Distorsiunea de armonica a doua HD_2 se defineşte ca raportul dintre amplitudinea componentei cu pulsaţia 2ω şi amplitudinea fundamentalei, de pulsaţie ω, din semnalul de la ieşire. Pentru cazul distorsiunilor mici termenul $\frac{3}{4}a_3\hat{V}_s^3\sin\omega t$ din (5.39) este mic în comparaţie cu $a_1\hat{V}_s\sin\omega t$, amplitudinea fundamentalei fiind deci aproximativ egală cu $a_1\hat{V}_s$, iar termenii de ordin superior din (5.39) se pot neglija, obţinându-se:

$$HD_2 = \frac{a_2\hat{V}_s^2}{2}\frac{1}{a_1\hat{V}_s} = \frac{1}{2}\frac{a_2}{a_1}\hat{V}_s \, . \tag{5.40}$$

De observat că în cadrul presupunerilor făcute HD_2 variază *liniar* cu nivelul semnalului, V_s. Valoarea distorsiunii de armonica a doua se poate exprima în funcţie de parametrii cunoscuţi prin înlocuirea expresiilor 5.35 şi 5.36 în (5.40):

$$HD_2 = \frac{1}{4}\frac{\hat{V}_s}{V_T} \, . \tag{5.41}$$

Acest rezultat important pune în evidenţă faptul că distorsiunea de armonica a doua pentru orice tranzistor bipolar comandat în tensiune, la joasă frecvenţă, depinde numai de valoarea normată a tensiunii de la intrare. Expresia 5.41 arată că o valoare de 10% ($HD_2=0,1$) pentru distorsiunea de armonica a doua se obţine pentru $\hat{V}_s = 0,1\times4\times26$ mV $\simeq$ 10 mV .

Distorsiunea de armonica a treia, HD_3, se defineşte ca raportul dintre amplitudinea componentei cu pulsaţia 3ω şi amplitudinea fundamentalei din semnalul de la ieşire. Presupunând că distorsiunile sunt mici din (5.39) se obţine:

$$HD_3 = \frac{a_3\hat{V}_s^3}{4}\frac{1}{a_1\hat{V}_s} = \frac{1}{4}\frac{a_3}{a_1}\hat{V}_s^2 \, . \tag{5.42}$$

În limitele presupunerii făcute, HD_3 variază cu *pătratul* amplitudinii semnalului.

Valoarea distorsiunii de armonica a treia se poate exprima în funcţie de parametrii cunoscuţi prin înlocuirea relaţiilor 5.35 şi 5.37 în (5.40):

$$HD_3 = \frac{1}{24}\left(\frac{\hat{V}_s}{V_T}\right)^2 . \tag{5.43}$$

Rezultă că şi HD_3 depinde de valoarea normată a amplitudinii semnalului de la intrare. Pentru $\hat{V}_s = 10\,\text{mV}$ rezultă $HD_3 = 0{,}62\%$.

Expresiile 5.42 şi 5.43 pot fi utilizate pentru calculul distorsiunilor armonice în orice etaj cu emitorul comun, *comandat de o sursă de tensiune* (se presupune că nu se intră în saturaţie). Prezenţa unei rezistenţe a sursei de semnal de valoare finită schimbă însă situaţia; în cazul extrem în care comanda tranzistorului Q_1 se face în curent distorsiunile vor fi date de variaţia câştigului în curent β_F în funcţie de I_C. Distorsiunile care se obţin în acest caz sunt în mod obişnuit mult mai mici decât acelea create de caracteristica exponenţială.

De observat că în tratarea anterioară s-a neglijat efectul rezistenţei de ieşire a tranzistoarelor Q_1 şi Q_2, neglijare valabilă doar pentru valori mici şi moderate ale sarcinii R_L.

■ EXEMPLU

Să se calculeze distorsiunea de armonica a doua şi a treia pentru circuitul din fig. 5.8 pentru o tensiune de ieşire sinusoidală cu valoarea de vârf $\hat{V}_o = 0{,}6\text{ V}$. Se va presupune $I_Q = 1{,}86$ mA, $R_L = 1\text{ k}\Omega$ la fel ca în exemplul anterior de la repetorul pe emitor.

Deoarece (5.41) şi (5.43) sunt exprimate în funcţie de tensiunea de la intrare, trebuie estimată valoarea tensiunii $\hat{V}_s$ care corespunde tensiunii $\hat{V}_o = 0{,}6\text{ V}$. Amintindu-ne că analiza anterioară este valabilă numai pentru distorsiuni mici rezultă că vom putea estima valoarea $\hat{V}_s$ utilizând rezultatele obţinute prin analiza de semnal mic.

Câştigul de semnal mic al circuitului din fig. 5.8 este dat de

$$A_v = g_{m1} R_L = \frac{qI_C}{kT} R_L . \tag{5.44}$$

În punctul static de funcţionare câştigul are valoarea

$$A_{vQ} = \frac{1{,}86}{26} \times 1000 = 70{,}6 .$$

deci

$$\hat{V}_s = \frac{V_o}{70{,}6} = \frac{600}{70{,}6}\,\text{mV} = 8{,}5\text{ mV} .$$

Se observă că această valoare este mult mai mică, pentru aceeaşi valoare a tensiunii de la ieşire, decât aceea de la repetorul de emitor. Înlocuind $\hat{V}_s$ în (5.41) şi (5.43) se obţine:

$$DH_2 = \frac{1}{4}\frac{8{,}5}{26} = 0{,}082 ,$$

$$DH_3 = \frac{1}{24}\left[\frac{8{,}5}{26}\right]^2 = 0{,}0045 .$$

Deci distorsiunea de armonica a doua este de 8,2% iar cea de armonica a treia de 0,45%.

Comparaţia cu repetorul pe emitor se poate face prin calcularea variaţiei câştigului de semnal mic al circuitului la extremele excursiei de semnal. În punctul static de funcţionare valoarea câştigului - calculată mai înainte - este de 70,6. Deoarece valoarea de vârf a tensiunii de la ieşire este de 0,6 V, iar sarcina R_L este de 1 kΩ rezultă că valoarea de vârf a curentului de ieşire este $\hat{I}_o = 0{,}6$ mA . Deci, pentru valoarea extremă pozitivă a semnalului curentul de colector este

$$I_Q + \hat{I}_o = (1{,}86 + 0{,}6) \text{ mA} = 2{,}46 \text{ mA} .$$

La această valoare a curentului, pentru câştigul de semnal mic se obţine în conformitate cu expresia 5.44

$$A_v' = \frac{2{,}46}{26} \times 1000 = 94{,}6$$

ceea ce reprezintă o creştere de 34% faţă de valoarea corespunzătoare din punctul static de funcţionare.

Pentru valoarea extremă negativă a semnalului, curentul de colector este

$$I_Q - \hat{I}_o = (1{,}86 - 0{,}6) \text{ mA} = 1{,}26 \text{ mA} .$$

La această valoare a curentului, pentru câştigul de semnal mic se obţine

$$A_v'' = \frac{1{,}26}{26} \times 1000 = 48{,}5$$

ceea ce reprezintă o scădere de 31% faţă de valoarea corespunzătoare din punctul static de funcţionare.

Se observă că variaţia câştigului de semnal mic în cazul repetorului pe emitor este de aproximativ 60 de ori mai mică decât în cazul etajului cu emitorul comun, pentru aceeaşi valoare a amplitudinii semnalului de la ieşire. Corespunzător acestui fapt, după cum arată unele calcule suplimentare, şi distorsiunile pentru repetorul pe emitor vor fi de, aproximativ, 1/60 din distorsiunile pentru circuitul cu emitorul comun.

5.4 ETAJUL DE IEŞIRE CU BAZA COMUNĂ

Configuraţia cu baza comună este utilizată ca etaj de ieşire numai în unele situaţii speciale. Dezavantajul său este dat de valoarea apropiată de unitate a câştigului în curent: ca urmare curentul furnizat de etajul de comandă trebuie să fie egal cu curentul etajului de ieşire. Etajul oferă totuşi un câştig de tensiune (deci şi un câştig de putere, deoarece câştigul în curent este unitar) ca urmare excursia de tensiune a etajului de comandă este mai mică decât aceea a etajului de ieşire. Avantajul principal al etajului cu baza comună este dat de faptul că în această configuraţie tensiunea de străpungere a tranzistorului este BV_{CBO}, mai mare decât tensiunea de străpungere a altor configuraţii (în mod tipic cu un factor de 2). Un alt avantaj (care se va discuta ulterior în *Capitolul 7*) este acela că etajul cu baza comună are o funcţionare bună la frecvenţe înalte chiar pentru impedanţe de sarcină relativ mari.

O aplicaţie care cere caracteristicile enumerate mai înainte corespunde cazului amplificatorului de deviaţie pe verticală al unui osciloscop, amplificator în care sunt importante şi funcţionarea la frecvenţă înaltă şi excursia mare de tensiune. În fig. 5.10 se prezintă schema de principiu a unui etaj de ieşire al unui amplificator de deviaţie pe verticală, monolitic.

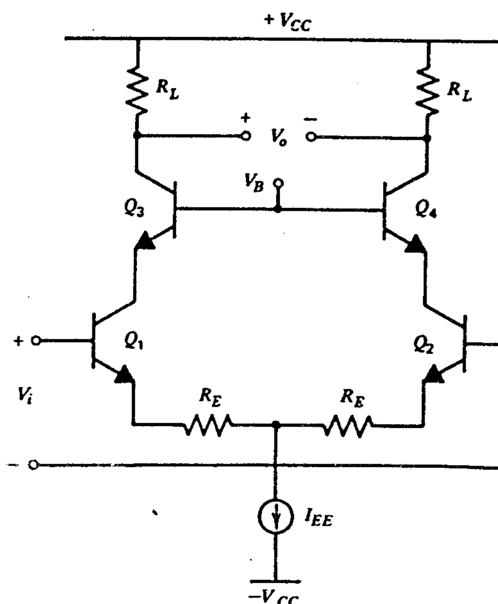


Fig. 5.10 Etaj de ieşire în clasă A, care utilizează la ieşire tranzistoare cu baza comună.

fig. 5.10. Tranzistoarele de ieşire cu baza comună, Q_3 şi Q_4, comandă o sarcină simetrică, R_L. Etajul de comandă, constituit de perechea cu emitorul comun Q_1 şi Q_2 manipulează acelaşi curent ca şi etajul de ieşire. Tensiunea mare de străpungere a tranzistoarelor cu baza comună din ieşire permite ca tensiunea de polarizare colector-bază să aibă valori în comparaţie cu acelea întâlnite în etajele de ieşire discutate anterior; ca urmare va fi mai mare şi excursia de tensiune la ieşire care se obţine înainte de a apărea limitarea.

În această configuraţie etajele cu baza comună sunt alimentate în curent; contribuţia lor la distorsiuni va fi neînsemnată deoarece câştigul în curent α_F este apropiat de unitate şi practic independent de polarizare. Sursa majoră de distorsiuni o constituie etajele de comandă, cu emitorul comun. Pentru a liniariza caracteristica de transfer a etajului de comandă s-au inclus în emitoare rezistenţe de degenerare (vezi *Capitolul 3*).

Dacă se neglijează puterea disipată de etajul de comandă, se poate arăta că randamentul maxim al etajului de ieşire cu baza comună, în clasă A este de 25%, la fel ca şi în cazul configuraţiilor cu emitorul comun şi repetor pe emitor. Etajul cu baza comună, la fel ca şi etajul cu emitorul comun, are o impedanţă de ieşire mare, cu excepţia cazului în care valoarea îi este modificată prin folosirea reacţiei negative.

5.5 ETAJE DE IEŞIRE ÎN CLASĂ B (ÎN CONTRATIMP)[2,3]

Etajele de ieşire în clasă A au un dezavantaj major dat de faptul că are loc o disipaţie mare de putere chiar şi în absenţa semnalului de curent alternativ de la intrare. În multe aplicaţii ale amplificatoarelor de putere circuitul poate funcţiona pentru intervale mari de timp în condiţii de aşteptare, fără semnal la intrare sau cu semnale de intrare intermitente ca, de

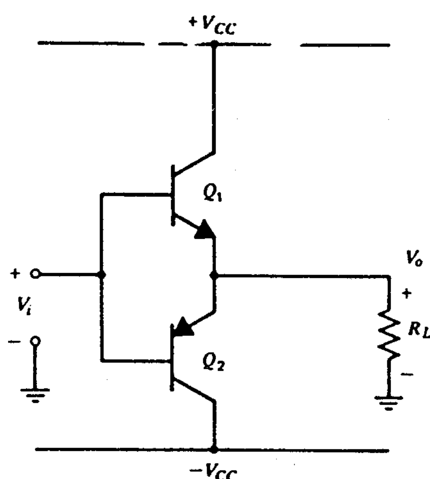


Fig. 5.11 Etaj de ieşire simplu, în clasă B, din circuitele integrate.

exemplu, în cazul semnalelor vocale. Puterea disipată în aceste perioade de aşteptare se pierde, ceea ce este neconvenabil din două motive. În primul rând, în echipamentele alimentate de la baterii trebuie conservată puterea sursei de alimentare pentru a extinde durata de utilizare a bateriilor. În al doilea rând, orice putere care se pierde în circuit este disipată de dispozitivele active, ceea ce înseamnă funcţionarea lor la temperaturi mai ridicate având deci şi o probabilitate mai mare de defectare. Puterea disipată în dispozitiv îi determină şi dimensiunile sale fizice, dispozitivele mai mari fiind mai scumpe din punctul de vedere al ariei de siliciu consumate. Un etaj de ieşire în clasă B rezolvă această problemă deoarece pentru o valoare nulă a semnalului de intrare puterea disipată este practic zero. Pentru furnizarea puterii sunt utilizate acum *două* dispozitive active în loc de unul, fiecare dispozitiv conducând pe rând câte o semialternanţă, fapt care explică şi denumirea de etaj în contratimp*. Etajele de ieşire în clasă B au şi avantajul că randamentul lor este mult mai bun decât cel al etajelor de ieşire în clasă A: valoarea ideală, pentru o putere de ieşire maximă, este de 78,6%.

O realizare tipică de circuit integrat a unui etaj de ieşire în clasă B este prezentată în fig. 5.11. Acest circuit foloseşte atât tranzistoare *npn* cât şi *pnp* fiind cunoscut sub numele de etaj de ieşire *complementar*; tranzistorul *pnp* este de obicei de substrat (vertical). Se observă că tranzistoarele funcţionează ca repetoare pe emitor deoarece rezistenţa de sarcină, R_L, este conectată în emitoarele lor.

5.5.1 Caracteristica de transfer a unui etaj în clasă B

Caracteristica de transfer a circuitului din fig. 5.11 este prezentată în fig 5.12. Pentru $V_i=0$, V_o este de asemenea nul, ambele tranzistoare fiind blocate, deoarece au $V_{be}=0$. Pe măsură ce tensiunea V_i creşte spre valori pozitive creşte şi tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_1. În momentul în care se atinge valoarea $V_{BE(on)}$ prin tranzistorul Q_1 începe să treacă un curent apreciabil. În acest punct tensiunea V_o este încă aproximativ zero; orice creştere ulterioară a tensiunii V_i va determina o creştere similară a tensiunii V_o deoarece Q_1 funcţionează ca repetor pe emitor. De observat că Q_2 este blocat cu o tensiune *inversă* pe joncţiunea bază-emitor, egală cu $V_{BE(on)}$. Dacă tensiunea V_i ajunge destul de mare (fiind în continuare pozitivă), tranzistorul Q_1 se saturează (pentru $V_i=V_{CC}+V_{be1}-V_{CE1(sat)}$), iar caracteristica de transfer devine plată la fel ca şi în cazul considerat anterior al repetorului pe emitor obişnuit.

* În româneşte se foloseşte uneori şi denumirea de etaj de ieşire *push-pull* preluată din limba engleză. Acesta denumire înseamnă, într-o traducere directă, *împinge-trage*, corespunzător descrierii intuitive a ideii pe care se bazează funcţionarea etajului (n.t.).

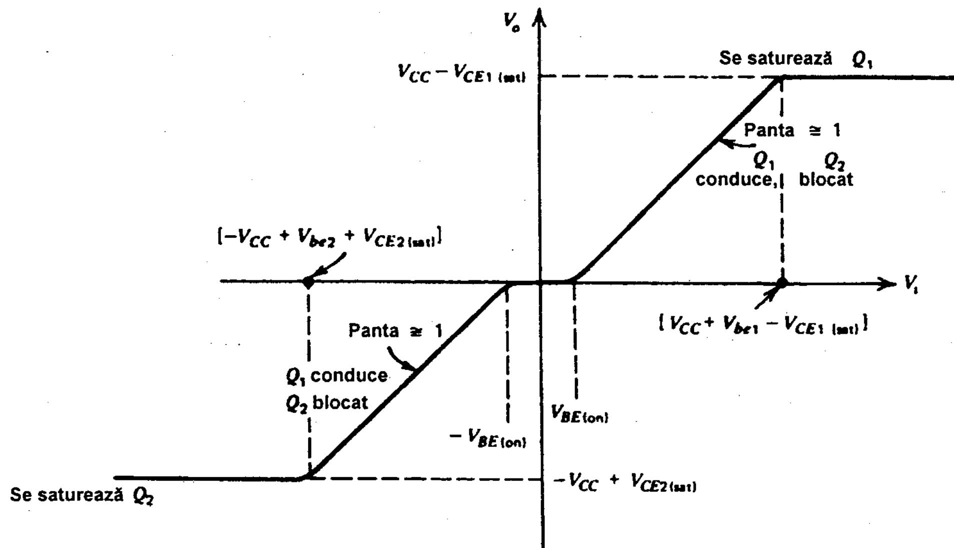


Fig. 5.12 Caracteristica de transfer a etajului de ieşire în clasă B din fig. 5.11.

Pentru valori negative ale tensiunii V_i caracteristica de transfer are o formă asemănătoare cu aceea care s-a obţinut în cazul valorilor pozitive ale tensiunii V_i. De această dată funcţionează ca repetor tranzistorul Q_2, dar numai pentru valori ale tensiunii V_i mai negative ca $-V_{BE(on)}$. În această regiune tranzistorul Q_1 este menţinut blocat cu o tensiune inversă pe joncţiunea bază-emitor egală cu $V_{BE(on)}$.

Caracteristica de transfer din fig. 5.12 pune în evidenţă o zonă moartă de mărime $2V_{BE(on)}$, centrată pe $V_i=0$, situaţie caracteristică pentru etajele în clasă B. Această zonă moartă determină apariţia *distorsiunilor de racordare**, fapt ilustrat în fig. 5.13 în care se prezintă formele de undă de la ieşirea circuitului pentru diferite valori ale amplitudinii sinusoidale de la intrare, valori care evident depăşesc $V_{BE(on)}$. Pe măsură ce amplitudinea semnalului de la intrare devine mai mare această sursă de distorsiuni este din ce în ce mai puţin semnificativă, zona moartă reprezentând o fracţiune tot mai mică a semnalului. Pentru valori suficient de mari ale amplitudinii semnalului de la intrare poate apărea saturaţia tranzistoarelor Q_1 şi Q_2, distorsiunile crescând brusc ca urmare a instalării limitării. Această comportare, caracteristică pentru un etaj în clasă B, explică de ce, de multe ori, factorul de distorsiuni este specificat atât pentru o valoare mică cât şi pentru una mai mare a puterii la ieşire.

Distorsiunile de racordare pot fi reduse prin utilizarea *clasei de funcţionare AB*. În această clasă de funcţionare dispozitivele active se polarizează astfel încât pentru $V_i=0$ să treacă prin fiecare un curent static mic. O astfel de polarizare se poate obţine de exemplu ca în schema din fig. 5.14. Sursa de curent I_Q forţează trecerea prin diodele Q_3 şi Q_4 a unui curent de polarizare. Deoarece aceste diode sunt conectate în paralel pe joncţiunile bază-emitor ale lui Q_1 şi Q_2 rezultă că tranzistoarele de ieşire sunt polarizate cu un curent care este dependent de raportul ariilor tranzistoarelor Q_1, Q_2, Q_3 şi Q_4. O caracteristică de transfer tipică pentru acest circuit este prezentată în fig. 5.15; se observă ca zona moartă a fost efectiv eliminată.

---

* Se mai foloseşte şi denumirea de *distorsiuni de trecere* (n.t.).

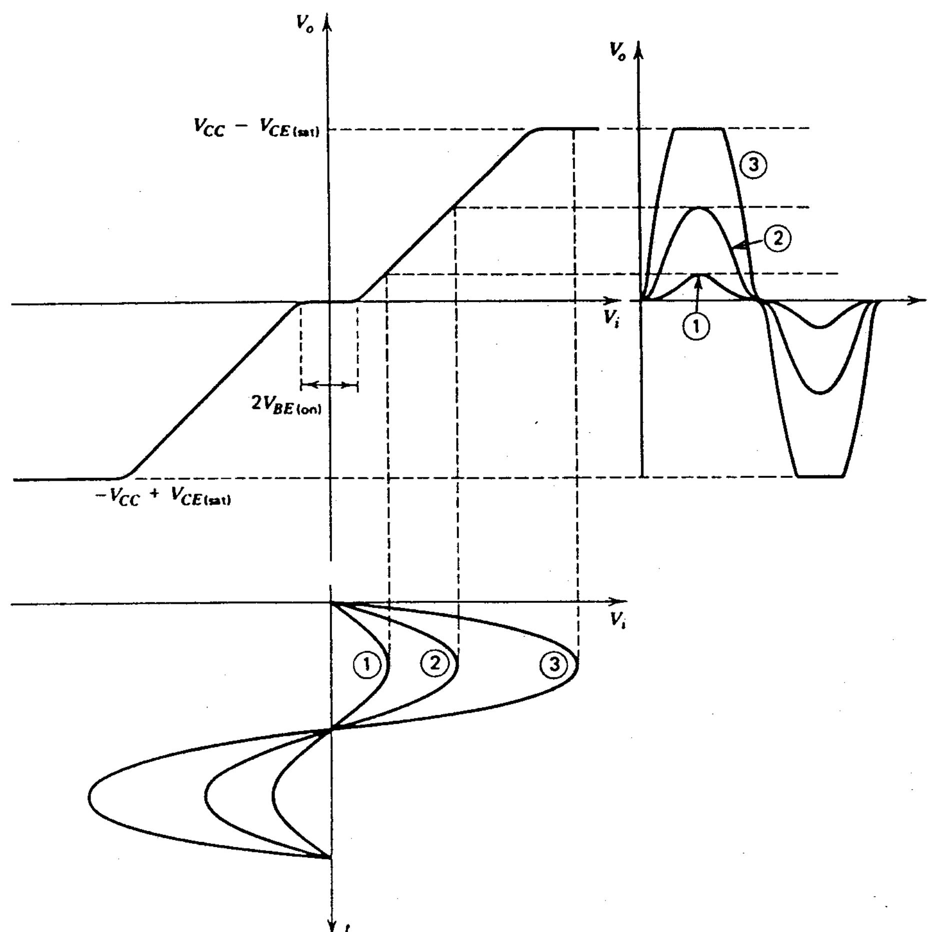


Fig. 5.13 Formele de undă la ieşire pentru diferite valori ale amplitudinii semnalului de la intrare aplicat circuitului în clasă B din fig. 5.11.

Neliniarităţile care mai rămân ca urmare a suprapunerii zonelor de conducţie ale tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 pot fi reduse, după cum se arată în *Capitolul 8*, prin utilizarea unei reacţii negative.

Funcţionarea circuitului din fig. 5.14 este în mare măsură similară cu aceea a circuitului din fig. 5.11. Pe măsură ce tensiunea V_i evoluează spre valori negative, repetorul pe emitor Q_2 forţează tensiunea V_o să urmărească tensiunea V_i. Curentul din sarcină curge prin tranzistorul Q_2, a cărui tensiune bază-emitor va creşte uşor. Deoarece diodele menţin constantă tensiunea de polarizare totală de pe joncţiunile bază-emitor ale tranzistoarelor Q_1 şi Q_2, tensiunea bază-emitor a lui Q_1 va scădea cu aceeaşi cantitate cu care creşte tensiunea bază-emitor a lui Q_2. Deci pentru excursia negativă a tensiunii de la ieşire, tranzistorul Q_1 este deschis, conducând un curent mic, fără a avea însă nici un rol în ceea ce priveşte furnizarea puterii la ieşire. Dacă tensiunea V_i evoluează spre valori pozitive, are loc situaţia inversă: tranzistorul Q_1 funcţionează ca repetor pe emitor, furnizând curent sarcinii R_L, iar tranzistorul Q_2 conduce având un curent foarte mic. În acest caz sursa de curent I_Q furnizează curentul de bază pentru comanda tranzistorului Q_1.

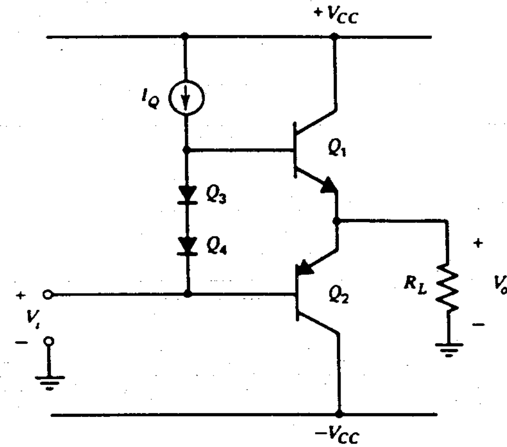


Fig. 5.14 Etaj de ieşire în clasă B, cu diode de prepolarizare, pentru reducerea distorsiunilor de trecere.

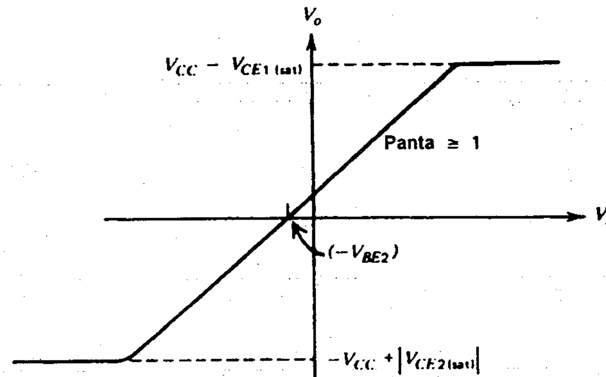


Fig. 5.15 Caracteristica de transfer a circuitului din fig. 5.14.

În discuţia caracteristicilor de transfer ale circuitului din fig. 5.11 şi fig. 5.14 am presupus că nu există nici o limitare asupra valorii tensiunii de la intrare, V_i. Pentru caracteristica din fig. 5.12, valoarea tensiunii V_i necesară pentru a produce saturaţia tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 depăşeşte valoarea tensiunii de alimentare, V_{CC}. În mod obişnuit, la fel ca şi la repetorul pe emitor descris în secţiunile anterioare, etajele de comandă nu pot furniza valori ale tensiunii V_i care să depăşească V_{CC} deoarece sunt conectate la aceeaşi sursă de alimentare ca şi etajul de ieşire. De exemplu, sursa de curent I_Q din fig. 5.14 este realizată de obicei cu un tranzistor *pnp*; ca urmare, tensiunea din baza tranzistorului Q_1 nu poate depăşi $V_{CC} - V_{CE(sat)}$, punct în care sursa de curent se saturează. În consecinţă, limitele pozitive şi negative ale tensiunii V_o pentru care apare limitarea sunt în general ceva mai mici decât cele indicate în fig. 5.12 şi 5.14, limitarea având loc în mod obişnuit în etajul de comandă. Această chestiune se va discuta mai pe larg în secţiunile următoare în care se vor considera scheme practice de etaje de ieşire.

5.5.2 Puterea de ieşire şi randamentul unui etaj în clasă B

Modul de funcţionare a unui etaj în clasă B poate fi înţeles mai bine dacă se trasează, ca în fig. 5.16, formele de undă ale curentului de colector prin cele două tranzistoare. Se observă că fiecare tranzistor conduce, timp de o jumătate de perioadă, un curent care se închide la masă prin R_L.

Formele de undă ale curenţilor de colector indicate în fig. 5.16 reprezintă de asemenea şi formele de undă ale curentului absorbit de la cele două surse de alimentare. Dacă se presupune că formele de unde sunt nişte jumătăţi de sinusoidă, atunci valoarea medie a curentului absorbit de la fiecare sursă de alimentare este

$$I_{\text{sursă}} = \frac{1}{T}\int_0^T I_c(t)\,\mathrm{d}t$$

unde T este perioada semnalului de la intrare. Făcând integrala pentru forma de undă din fig. 5.16*c* se obţine

$$I_{\text{sursă}} = \frac{1}{\pi}\hat{I}_o\Big|_{\text{vârf}} = \frac{1}{\pi}\frac{\hat{V}_o}{R_L} \tag{5.45}$$

unde $\hat{V}_o$ şi $\hat{I}_o$ sunt amplitudinile (de la zero la vârf) ale tensiunii, respectiv ale curentului sinusoidal de la ieşire. Deoarece fiecare sursă de alimentare furnizează aceeaşi valoare a curentului, puterea medie totală absorbită de la cele două surse de alimentare este

$$P_{\text{sursă}} = 2V_{CC}I_{\text{sursă}} = \tag{5.46}$$

$$= \frac{2}{\pi}\frac{V_{CC}}{R_L}\hat{V}_o \tag{5.47}$$

ultima expresie obţinându-se prin înlocuirea expresiei 5.45 în (5.46).De observat că în cazul etajului în clasă B, puterea medie absorbită de la surse *va varia odată cu nivelul semnalului*, fiind direct proporţională cu $\hat{V}_o$.

Puterea medie furnizată sarcinii R_L este dată de

$$P_L = \frac{1}{2}\frac{\hat{V}_o^2}{R_L} \tag{5.48}$$

randamentul fiind, în conformitate cu definiţia sa,

$$\eta_C = \frac{P_L}{P_{\text{sursă}}} = \frac{\pi}{4}\frac{\hat{V}_o}{V_{CC}}, \tag{5.49}$$

expresie obţinută prin înlocuirea relaţiilor 5.47 şi 5.48. Expresia 5.49 arată că randamentul, η, al unui etaj în clasă B este dependent de sarcină, crescând liniar odată cu creşterea amplitudinii $\hat{V}_o$ a tensiunii de la ieşire. Valoarea maximă pe care o poate atinge $\hat{V}_o$, înainte de apariţia limitării — pentru caracteristica din fig. 5.15 — este $\hat{V}_{om} = V_{CC} - V_{CE(\text{sat})}$.

Ca urmare puterea medie maximă de semnal care poate fi furnizată sarcinii R_L pentru semnale sinusoidale va fi, în conformitate cu relaţia 5.48,

$$P_L\Big|_{\max} = \frac{1}{2}\frac{[V_{CC} - V_{CE(\mathrm{sat})}]^2}{R_L} \ . \qquad (5.50)$$

Valoarea maximă corespunzătoare a randamentului va fi

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4}\frac{V_{CC} - V_{CE(\mathrm{sat})}}{V_{CC}} \ . \qquad (5.51)$$

Dacă tensiunea de saturaţie $V_{CE(\mathrm{sat})}$ este mică faţă de V_{CC}, circuitul are un randament maxim de 78,6%. Această valoare maximă a randamentului este mult mai mare decât valoarea de 25% care se obţine pentru lucrul în clasă A. În plus, pentru un etaj în clasă B disipaţia de putere în absenţa semnalului de la intrare este practic zero. Aceste două proprietăţi constituie motivul pentru care utilizarea etajelor de ieşire în clasă B cunoaşte o răspândire foarte largă.

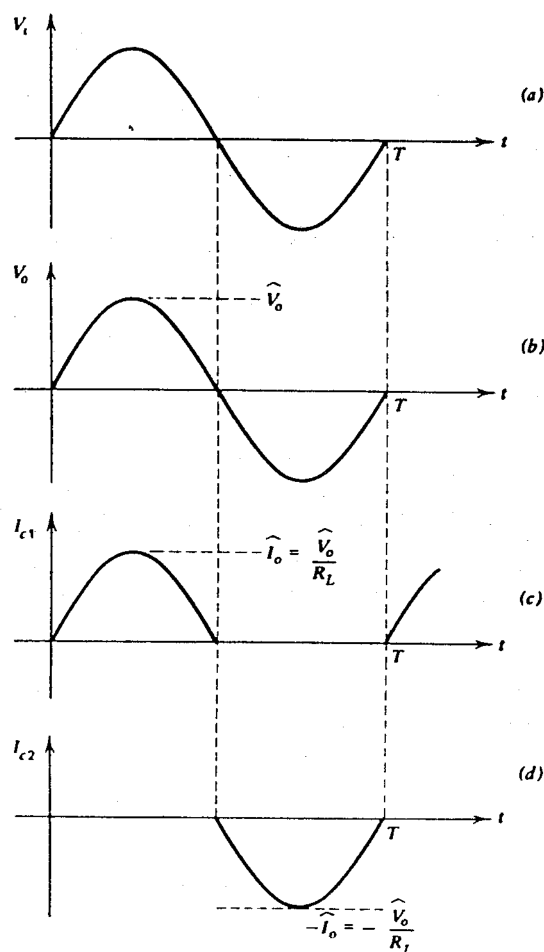


Fig. 5.16 Formele de undă ale tensiunii şi curentului pentru un etaj de ieşire în clasă B. (*a*) Tensiunea de la intrare. (*b*) Tensiunea de la ieşire. (*c*) Curentul de colector al primului tranzistor de ieşire. (*d*) Curentul de colector al celui de-al doilea tranzistor de ieşire.

Dreapta de sarcină pentru unul din tranzistoarele din etajul în clasă B este indicată în fig. 5.17. Pentru valori ale tensiunii V_{ce}, mai mici decât valoarea din punctul static de funcţionare (care este V_{CC}), dreapta de sarcină are o pantă egală cu $(-1/R_L)$. Pentru valori ale tensiunii V_{ce} mai mari ca V_{CC}, dreapta de sarcină se confundă cu axa tensiunii deoarece în această zonă conduce celălalt tranzistor, tensiunea V_{ce} a tranzistorului blocat crescând, în timp ce curentul său de colector este nul. Valoarea maximă a tensiunii V_{ce} este $2V_{CC}-V_{CE(sat)}$. La fel ca şi în cazul etajului în clasă A se poate obţine o interpretare geometrică pentru puterea medie, P_L, furnizată sarcinii R_L observând că $P_L = \frac{1}{2}\hat{I}_o\hat{V}_o$ unde $\hat{I}_o$ şi $\hat{V}_o$ sunt valorile de vârf ale curentului respectiv tensiunii sinusoidale de pe sarcina R_L. Ca urmare puterea P_L va fi reprezentată de aria triunghiului (vezi fig. 5.17) format de axele de coordonate şi dreapta de sarcină parcursă de punctul de funcţionare.

Să considerăm puterea instantanee disipată într-unul din tranzistoare:

$$P_c = V_{ce}I_c \,. \tag{5.52}$$

Deoarece

$$V_{ce} = V_{CC} - I_cR_L \tag{5.53}$$

Înlocuind (5.53) în (5.52) se obţine

$$P_c = I_c(V_{CC} - I_cR_L) = I_cV_{CC} - I_c^2R_L \,. \tag{5.54}$$

Derivând (5.54) şi egalând derivata cu zero, se găseşte că puterea P_c este maximă pentru

$$I_c = \frac{V_{CC}}{2R_L} \,. \tag{5.55}$$

Această valoare corespunde unui punct situat pe dreapta de sarcină la jumătatea distanţei dintre punctele sale de intersecţie cu axa I_c şi axa V_{ce}, rezultat care este în concordanţă cu acela obţinut anterior pentru un etaj în clasă A. La fel ca şi în cazul etajului în clasă A, dreapta de sarcină (vezi fig. 5.17) este tangentă la o hiperbolă de putere constantă, în punctul care corespunde vârfului de disipaţie. Deci, într-un etaj de clasă B, puterea disipată instantanee

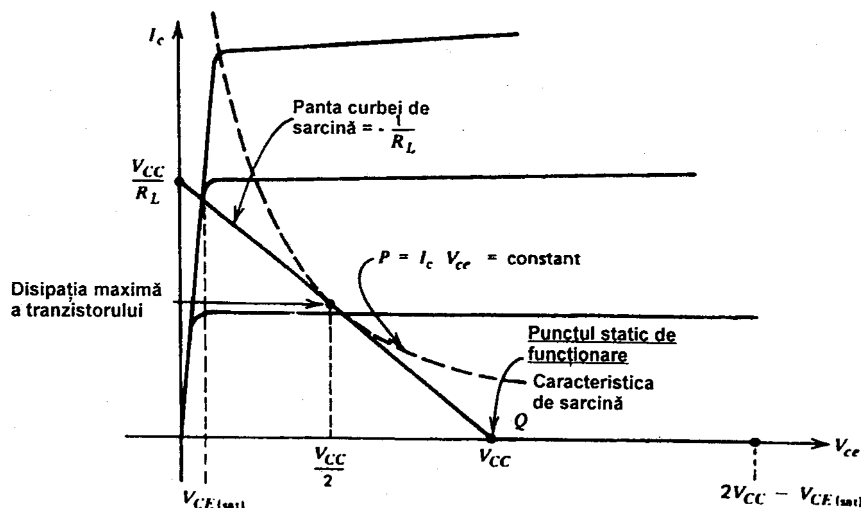


Fig. 5.17 Dreapta de sarcină pentru unul din tranzistoarele din etajul în clasă B.

maximă a tranzistorului are loc pentru o tensiune egală cu aproximativ jumătate din tensiunea de alimentare. Ţinând cont de faptul că puterea disipată de tranzistor în punctul static de funcţionare este nulă, rezultă că într-un etaj în clasă B tranzistorul va funcţiona întotdeauna la o temperatură *mai mare* în cazul în care se aplică semnal.

Dependenţa puterii disipate instantanee maxime a tranzistorului în funcţie de timp este prezentată în fig. 5.18. În această figură se indică modul în care variază în timp curentul de colector, tensiunea colector-emitor şi produsul lor pentru unul din tranzistoarele etajului în clasă B la valoarea maximă a puterii la ieşire (tensiunea $V_{CE(sat)}$ se presupune nulă). Atunci când tranzistorul conduce, puterea disipată variază cu o frecvenţă egală cu dublul frecvenţei semnalului. Puterea disipată de tranzistor este nulă pentru jumătatea de perioadă în care tranzistorul este blocat.

La fel ca şi în cazul etajului de clasă A, în situaţia de scurtcircuit la ieşire dreapta de sarcină, din fig. 5.17, este o verticală care trece prin punctul static de funcţionare; se observă că puterea instantanee disipată de tranzistor poate deveni excesiv de mare. Metodele de protecţie a etajului pentru cazul în care apare o astfel de situaţie sunt descrise in *Secţiunea 5.5.6.* De observat că în cazul funcţionării în gol caracteristica de sarcină din fig. 5.17 se confundă în totalitate cu axa tensiunii, puterea disipată de tranzistor fiind nulă.

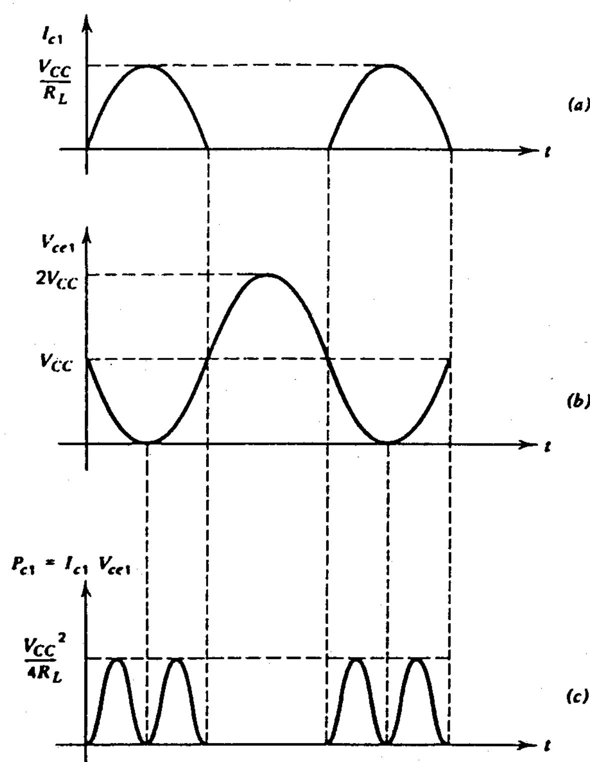


Fig. 5.18 Formele de undă pentru puterea maximă la iesire pentru unul din tranzistoarele din etajul în clasă B. (*a*) Forma de undă a curentului de colector. (*b*) Forma de undă a puterii disipate în colector.

■ **EXEMPLU**

Un etaj în clasă B de tipul celui din fig. 5.11 lucrează pe o sarcină R_L=500 Ω. Cele două surse de alimentare (pozitivă şi negativă) sunt de 15 V. Să se calculeze puterea medie care este furnizată sarcinii R_L pentru V_o=14,4 V. Se va presupune că tensiunea V_o este sinusoidală.

Din (5.45) se obţine valoarea medie a curentului dat de sursa de alimentare:

$$I_{\text{sursă}} = \frac{1}{\pi}\frac{\hat{V}_o}{R_L} = \frac{1}{\pi}\frac{14{,}4}{500} = 9{,}17 \text{ mA} .$$

Puterea medie absorbită de la sursele de alimentare se obţine din (5.46):

$$P_{\text{sursă}} = I_{\text{sursă}} \times 2\,V_{CC} = 9{,}17 \times 30 \text{ mW} = 275 \text{ mW} .$$

Puterea medie furnizată sarcinii R_L este:

$$P_L = \frac{1}{2}\frac{\hat{V}_o^2}{R_L} = \frac{1}{2}\frac{14{,}4^2}{500} = 207 \text{ mW} .$$

În concordanţă cu (5.13) se obţine valoarea corespunzătoare a randamentului,

$$\eta_C = \frac{P_L}{P_{\text{sursă}}} = \frac{207}{275} = 75{,}3\% ,$$

care este apropiată de valoarea maximă teoretică de 78,6%. Din (5.55) rezultă că puterea instantanee maximă disipată de un tranzistor are loc pentru

$$I_c = \frac{V_{CC}}{2R_L} = \frac{15}{1000} = 15 \text{ mA} .$$

Valoarea corespunzătoare a tensiunii V_{ce} este $V_{CC}/2$. Puterea instantanee maximă disipată de un tranzistor este deci:

$$P_c = I_c V_{ce} = 15 \times 7{,}5 \text{ mW} = 112{,}5 \text{ mW} .$$

Se observă că puterea *medie* disipată de un tranzistor (din conservarea puterii) va fi

$$P_{\text{medie}} = \frac{1}{2}(P_{\text{sursă}} - P_L) = \frac{1}{2}(275 - 207) \text{ mW} = 34 \text{ mW} .$$

5.5.3 Realizări practice de etaje de ieşire în clasă B, complementare[4]

Aspectele practice ale proiectării etajelor de ieşire în clasă B vor fi ilustrate în continuare prin două exemple. Una din cele mai simple realizări este aceea a etajului de ieşire al amplificatorului operaţional 709, a cărui schemă simplificată este prezentată în fig. 5.19. Tranzistorul Q_3 funcţionează ca etaj de comandă cu emitorul comun pentru tranzistoarele de ieşire Q_1 şi Q_2.

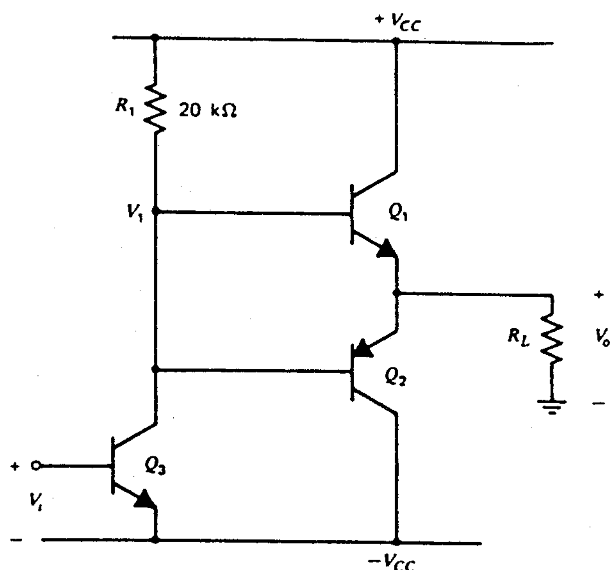


Fig. 5.19 Schema simplificată a etajului de ieşire al amplificatorului operaţional 709.

Caracteristica de ieşire a acestui etaj se determină în felul următor. În condiţii statice tensiunea $V_o=0$, deci şi $V_1=0$. Deoarece în acest caz tranzistoarele Q_1 şi Q_2 sunt blocate curentul lor de bază este nul, curentul prin tranzistorul Q_3 fiind

$$I_{C3} = \frac{V_{CC}}{R_1} = \frac{V_{CC}}{20000} .$$

Dacă $V_{CC}=10$ V se obţine

$$I_{C3} = 0{,}50 \text{ mA} .$$

Valoarea maximă pe care o poate lua tensiunea V_o este determinată de *etajul de comandă*. Când tensiunea V_i are o valoare mare, pozitivă, tensiunea V_1 scade până când se saturează Q_3, punct în care se atinge valoarea limită negativă a tensiunii de la ieşire, V_o^-:

$$V_o^- = -V_{CC} + V_{CE3(sat)} - V_{be2} . \tag{5.56}$$

Pentru valori ale tensiunii V_1 cuprinse între $-V_{BE(on)}$ şi $-V_{CC}+V_{CE3(sat)}$ ambele tranzistoare Q_3 şi Q_2 sunt în regiunea activă directă, tensiunea V_o urmărind tensiunea V_1 deoarece Q_2 funcţionează ca repetor pe emitor.

Dacă tensiunea V_i ia valori negative, curentul prin tranzistorul Q_3 scade iar tensiunea V_1 creşte, ceea ce duce la deschiderea tranzistorului Q_1. Limita maximă pozitivă a tensiunii de la ieşire, V_o^+, se atinge atunci când tranzistorul Q_3 se taie, baza tranzistorului Q_1 fiind alimentată direct de la sursa pozitivă prin intermediul rezistorului R_1. În acest caz

$$V_{CC} = I_{b1}R_1 + V_{be1} + V_o^+ . \tag{5.57}$$

Dacă câştigul în curent al tranzistorului Q_1, β_1, este mare atunci

$$V_o^+ = I_{c1}R_L = \beta_1 I_{b1} R_L$$

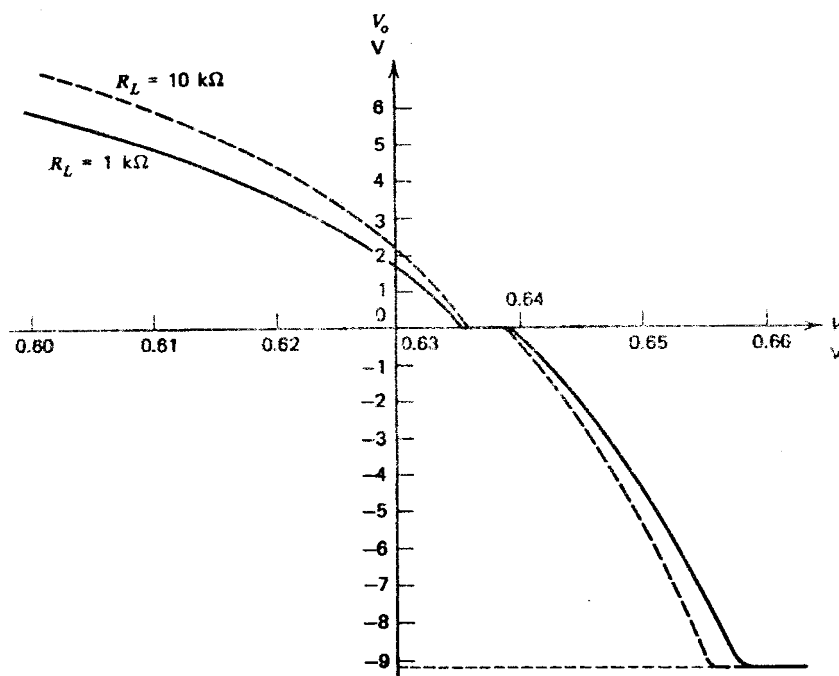


Fig. 5.20 Caracteristica de transfer obţinută cu SPICE a circuitului din fig. 5.19, pentru V_{CC}=10 V şi R_L=1 kΩ şi 10 kΩ.

sau

$$I_{b1} = \frac{V_o^+}{\beta_1 R_L} . \tag{5.58}$$

Înlocuind (5.58) în (5.57) se obţine

$$V_o^+ = \frac{V_{CC} - V_{be1}}{1 + \dfrac{R_1}{\beta_1 R_L}} . \tag{5.59}$$

Pentru R_L=10 kΩ şi β_1=100, din (5.59) rezultă

$$V_o^+ = 0{,}98(V_{CC} - V_{be1}) .$$

În acest caz limita pentru tensiunea de ieşire este aceeaşi atât pentru excursia pozitivă cât şi pentru cea negativă. Dacă R_L=1 kΩ şi β_1=100 din (5.59) se obţine

$$V_o^+ = 0{,}83(V_{CC} - V_{be1}) ,$$

rezultat care arată că valoarea maximă pozitivă a tensiunii V_o se reduce şi că limitarea vă apărea mai întâi în alternanţa pozitivă a tensiunii V_o.

Caracteristica de transfer a acestui circuit, determinată cu calculatorul folosind SPICE, în cazul V_{CC}=10 V, este indicată în fig. 5.20 pentru R_L=1 kΩ şi R_L=10 kΩ (pentru toate

tranzistoarele se presupune $\beta=100$). Reducerea excursiei pozitive a tensiunii V_o este clară, ca de altfel şi zona moartă prezentă în caracteristica de transfer. Curbarea caracteristicii este datorată neliniarităţii exponenţiale a tranzistorului de comandă Q_3. În practică, neliniaritatea caracteristicii de transfer poate să fie chiar mai accentuată deoarece, în general, β pentru tranzistorul *npn*, Q_1, este diferit (mai mare) de β pentru tranzistorul *pnp*. Această diferenţă face ca partea pozitivă şi partea negativă a caracteristici de transfer să difere semnificativ, fapt care se poate verifica prin calcularea câştigului de semnal mic $\Delta V_o/\Delta V_i$ pentru tensiuni de ieşire pozitive şi negative. În circuitul integrat 709 acestui etaj de ieşire i se aplică o reacţie negativă pentru reducerea neliniarităţilor din caracteristica de transfer.

Un al doilea exemplu de etaj în clasă B întâlnit în practică este indicat în fig. 5.21; în figură s-au inclus şi valorile calculate cu SPICE ale curenţilor din punctul static de funcţionare. Această figură constituie o schemă simplificată a circuitului de ieşire al amplificatorului operaţional 741. Tranzistoarele de ieşire, Q_{14} şi Q_{20}, sunt polarizate cu ajutorul diodelor Q_{18}, Q_{19} la un curent de colector de aproximativ 0,17 mA. Valoarea curentului prin tranzistoarele Q_{14} şi Q_{20} din punctul static de funcţionare depinde de raportul dintre ariile efective ale diodelor Q_{18} şi Q_{19} şi ale tranzistoarelor de ieşire (Q_{18} şi Q_{19} sunt de fapt tranzistoare conectate ca diode). Etajul de ieşire este comandat de repetorul pe emitor realizat cu tranzistorul *pnp* lateral Q_{23}, care la rândul său este comandat de etajul cu emitorul comun Q_{17}, polarizat de sursa de curent Q_{13B} cu un curent de 0,68 mA.

Diodele din fig. 5.21 elimină practic distorsiunile de racordare ale circuitului fapt care rezultă şi din caracteristica de transfer generată cu SPICE, prezentată în fig. 5.22. Liniaritatea acestui etaj este îmbunătăţită în mod suplimentar de faptul că tranzistoarele de ieşire sunt comandate de la o sursă de mică impedanţă constituită de repetorul pe emitor Q_{23}. Ca urmare diferenţa de β între Q_{14} şi Q_{20} va produce un efect neînsemnat asupra caracteristicii de transfer deoarece câştigul de semnal mic $\Delta V_o/\Delta V_i \approx 1$ pentru *orice* valoare practică a câştigului în curent β, independent de faptul că în conducţie se află tranzistorul Q_{14}, sau tranzistorul Q_{20}.

Limitele pentru excursia tensiunii de la ieşire (indicate în fig. 5.22) se pot determina în felul următor. Pentru valori pozitive ale tensiunii V_i, tensiunea V_1 din baza tranzistorului Q_{23} se duce spre valori negative, tensiunile V_2 şi V_3 urmărind-o; tranzistorul Q_{20} absoarbe curent prin rezistenţa de sarcină R_L. Atunci când tranzistorul Q_{17} se saturează, se atinge limita pentru excursia negativă a tensiunii de la ieşire:

$$V_o^- = -V_{CC} + V_{CE17(sat)} - V_{be23} - V_{be20} \; . \tag{5.60}$$

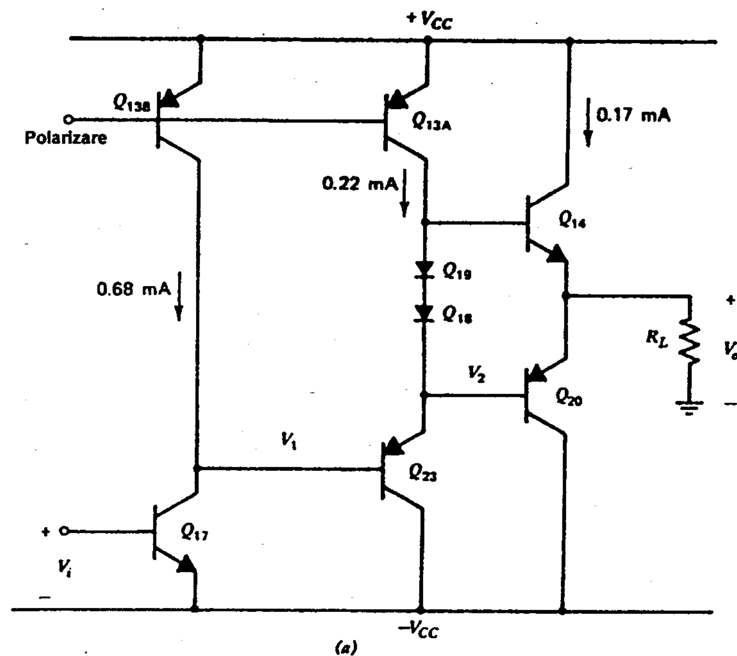
Această valoare este cu aproximativ 1,4 V mai pozitivă decât tensiunea sursei negative de alimentare. Deci limita negativă a excursiei negative a tensiunii de ieşire, V_o^-, este dată de intrarea în saturaţie a tranzistorului Q_{17}, care este etajul care *precede* etajul de comandă Q_{23}.

Pentru valori negative ale tensiunii de la intrare V_i (negative faţă de valoarea din punctul static de funcţionare, în care $V_o=0$) tensiunea V_1 creşte, tensiunile V_2 şi V_o urmărind această creştere; tranzistorul Q_{14} furnizează curent rezistenţei de sarcină. Limita pozitivă a excursiei de tensiune la ieşire, V_o^+, se atinge atunci când sursa de curent Q_{13A} se saturează:

$$V_o^+ = V_{CC} - V_{CE13A(sat)} - V_{be14} \; . \tag{5.61}$$

Această valoare este mai mică cu aproximativ 0,8 V decât tensiunea sursei pozitive de alimentare. Limita V_o^+ este determinată de etajul de comandă.

Relativ la cerinţele de nivel de putere a circuitelor de comandă, de tipul acelora din fig. 5.21, este necesară o discuţie separată.



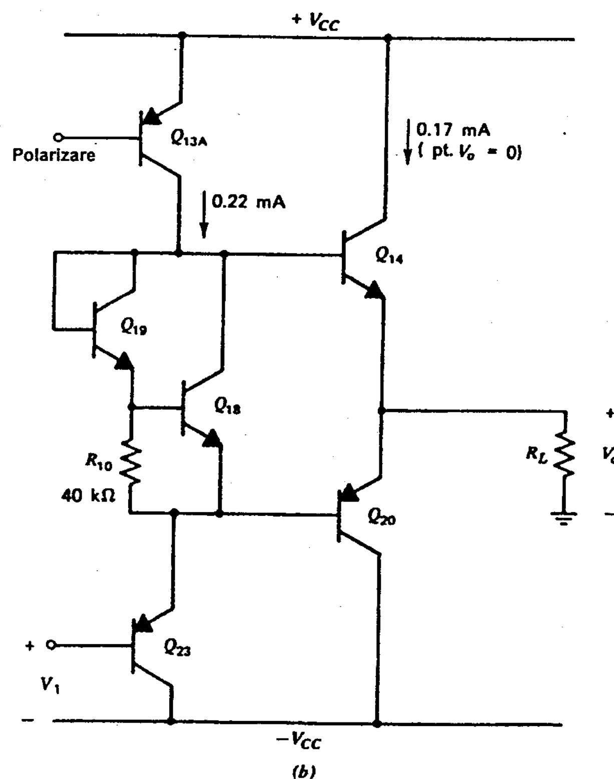


Fig. 5.21 (*a*) Schema simplificată a etajului de ieşire al amplificatorului operaţional 741. (*b*) Schema aceluiaşi etaj de ieşire cu prezentarea însă în detaliu a tranzistoarelor Q_{18} şi Q_{19}.

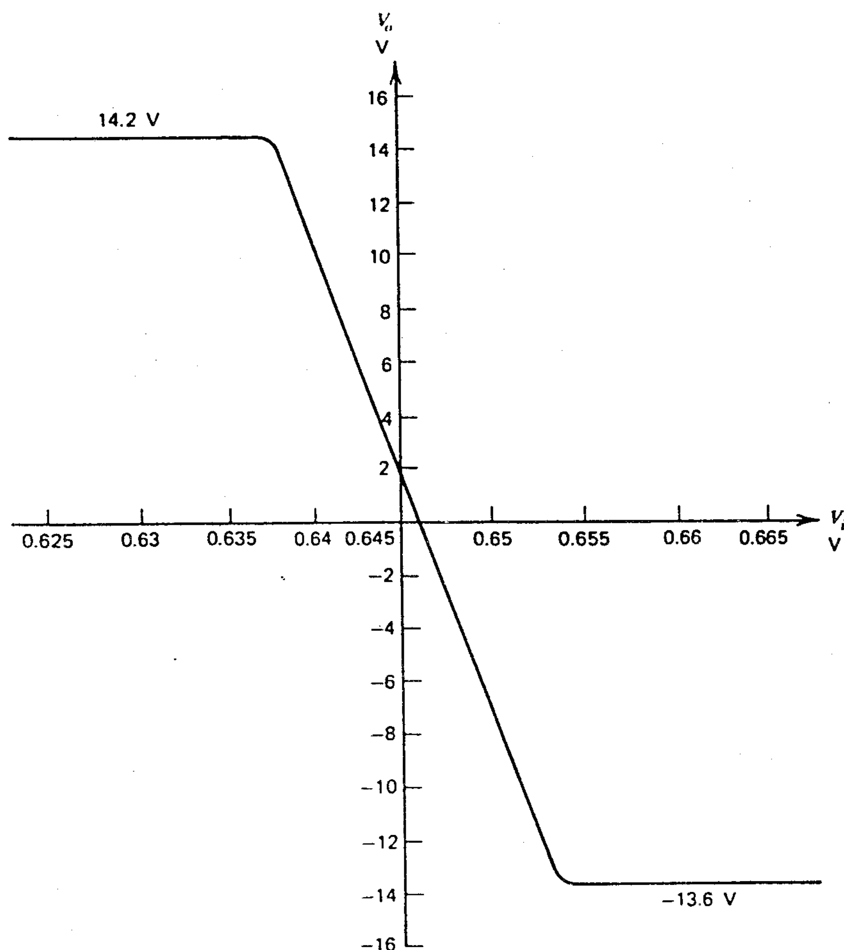


Fig. 5.22 Caracteristica de transfer, generată cu SPICE, pentru circuitul din fig. 5.21*a* pentru $V_{CC}=15$ V şi $R_L=1$ kΩ.

Condiţia esenţială pe care trebuie să o satisfacă etajul de comandă este aceea de a furniza un semnal suficient de puternic etajului de ieşire astfel încât şi acesta din urmă să poată furniza la rândul său puterea dorită sarcinii R_L. Dacă tensiunea V_o este negativă, tranzistorul Q_{23} ia curent din baza tranzistorului Q_{20}, practic fără nici o limitare. De fapt în cazul unui scurtcircuit la ieşire, circuitul trebuie să fie protejat, deoarece într-o astfel de situaţie un semnal de valoare mare la intrare poate determina trecerea prin tranzistoarele Q_{23} şi Q_{20} a unui curent atât de mare încât se poate arde. După cum s-a explicat mai înainte, limita negativă de la ieşire se atinge atunci când tranzistorul Q_{17} se saturează şi, ca urmare, nu mai poate comanda spre valori negative baza tranzistorului Q_{23}.

Dacă tensiunea V_o ia valori pozitive (tensiunea V_i evoluează spre minus, iar V_1 spre plus), tranzistorul Q_{23} conduce mai slab iar sursa de curent Q_{13A} alimentează cu curent baza tranzistorului Q_{14}. Curentul maxim la ieşire este limitat de curentul de 0,22 mA disponibil pentru comanda tranzistorului Q_{14}. Pe măsură ce tensiunile V_1, V_2 şi V_o evoluează spre plus, curentul prin Q_{14} creşte, iar curentul sursei Q_{13A} este deturnat progresiv spre baza lui Q_{14}.

Curentul maxim posibil la ieşire care poate fi furnizat de tranzistorul Q_{14} este deci

$$I_o = \beta_{14} \times 0{,}22 \text{ mA} .$$

Dacă $\beta_{14}=100$ se obţine o valoare limită de 22 mA. Deci etajul de comandă poate să limiteze curentul pozitiv maxim disponibil al etajului de ieşire. Totuşi acest nivel al curentului de ieşire se atinge numai dacă sarcina R_L este suficient de mică astfel încât tranzistorul Q_{13A} să nu se satureze pentru excursia pozitivă a tensiunii de la ieşire.

Etajul care precede etajul de comandă este în acest circuit Q_{17}; anterior s-a arătat că limita negativă a tensiunii de la ieşire se atinge atunci când tranzistorul Q_{17} se saturează. Curentul din punctul static de funcţionare al lui Q_{17}, de 0,68 mA, este mult mai mare decât curentul de bază al tranzistorului Q_{23}; ca urmare Q_{23} determină pentru Q_{17} o încărcare foarte mică. În consecinţă tensiunea V_1 din baza lui Q_{23} poate fi comandată până la un nivel aflat la $V_{CE(\text{sat})}$ faţă de oricare din tensiunile de alimentare, cu o variaţie relativă foarte mică a curentului de colector a tranzistorului Q_{17}.

Ca încheiere este interesant să se examineze detaliile de fabricaţie ale diodelor de prepolarizare Q_{18} şi Q_{19} din schema amplificatorului 741. Circuitul real este prezentat în fig. 5.21*b* (s-a omis circuitul de protecţie). Se observă că prin dioda Q_{19} trece un curent egal cu curentul de bază al tranzistorului Q_{18} plus curentul care se scurge prin rezistorul îngustat R_{10}. Prin tranzistorul Q_{18} trece deci cea mai mare parte a curentului sursei de curent Q_{13A}. Utilizarea acestei structuri pentru circuitul de prepolarizare este justificată de următoarele două motive. În primul rând cu această structură se obţine rezultatul esenţial al unei căderi de tensiune egală cu două tensiuni V_{BE}, tranzistoarele Q_{18} şi Q_{19} având însă colectoarele în comun, fapt care permite plasarea lor în aceeaşi insulă izolată. În al doilea rând deoarece Q_{19} conduce un curent mai mic, tensiunea de prepolarizare produsă de Q_{18} şi Q_{19} între bazele tranzistoarelor Q_{14} şi Q_{20} este mai mică decât aceea care ar rezulta dintr-o conectare ca în fig. 5.21*a*. Acest fapt este important deoarece tranzistoarele de ieşire Q_{14} şi Q_{20} având în general arii de emitor mai mari decât acelea care corespund geometriei standard (tipic de patru ori) pot menţine o valoare ridicată a câştigului în curent β_F chiar dacă prin ele trec curenţi de ieşire mari. Deci în circuitul din fig. 5.21*a* curentul din punctul static de funcţionare prin tranzistoarele Q_{14} şi Q_{20} va fi egal cu de aproximativ patru ori curentul prin Q_{18} şi Q_{19}, ceea ce constituie o valoare excesivă pentru un circuit de tipul 741. Totuşi circuitul din fig. 5.21*b* poate fi proiectat astfel încât valoarea curentului prin Q_{14} şi Q_{20} în punctul static de funcţionare să fie comparabilă cu valoarea curentului prin diode, chiar dacă tranzistoarele de ieşire au arii mai mari. Acest lucru se realizează prin aceea că valoarea mică a curentului static prin Q_{19} în circuitul din fig. 5.21*b* duce la o valoare mai mică a tensiunii bază-emitor decât aceea a tranzistorului corespunzător din fig. 5.21*a*; ca urmare şi tensiunea totală de prepolarizare dintre bazele tranzistoarelor Q_{14} şi Q_{20} va fi mai mică.

O exprimare cantitativă a acestor rezultate se poate obţine prin calculul curenţilor din punctul static de funcţionare prin tranzistoarele Q_{14} şi Q_{20} din fig. 5.21*b*. Deoarece

$$V_{BE19} + V_{BE18} = V_{BE14} + |V_{BE20}|$$

rezultă

$$V_T \ln \frac{I_{C19}}{I_{S19}} + V_T \ln \frac{I_{C18}}{I_{S18}} + V_T \ln \frac{I_{C14}}{I_{S14}} + V_T \ln \left|\frac{I_{C20}}{I_{S20}}\right| . \tag{5.62}$$

Dacă presupunem că circuitul este polarizat astfel încât $V_o=0$ şi că $\beta_{14} \gg 1$, $\beta_{20} \gg 1$, atunci $|I_{C14}| = |I_{C20}|$ şi (5.62) devine

$$\frac{I_{C18} I_{C19}}{I_{S18} I_{S19}} = \frac{I_{C14}^2}{I_{S14} I_{S20}}$$

din care se obţine

$$I_{C14} = -I_{C20} = \sqrt{I_{C18} I_{C19}} = \sqrt{\frac{I_{S14} I_{S20}}{I_{S18} I_{S19}}} . \tag{5.63}$$

Expresia 5.63 se poate utiliza pentru a calcula curentul de polarizare static al etajului de ieşire pentru circuite de tipul aceluia din fig. 5.21*b*. De observat că valoarea 5.63 a curentului static de polarizare variază ca $\sqrt{I_{C19}}$. În cazul nostru curentul de colector prin Q_{19} — dacă β_F este mare — este aproximativ egal cu curentul prin rezistorul R_{10} astfel că

$$I_{C19} \approx \frac{V_{BE18}}{R_{10}} \approx \frac{0,6}{40} = 15\ \mu\text{A} .$$

Dacă se neglijează curenţii de bază ai tranzistoarelor Q_{14} şi Q_{20} curentul de colector al tranzistorului Q_{18} este

$$I_{C18} \approx |I_{C13A}| - I_{C19} = (220 - 15)\ \mu\text{A} = 205\ \mu\text{A} .$$

Pentru a calcula curentul static al etajului de ieşire, trebuie înlocuite în (5.63) valorile curenţilor de saturaţie. Aceste valori depind de procesul particular utilizat pentru fabricarea circuitului integrat, următoarele valori fiind tipice: $I_{S18}=I_{S19}=2\times10^{-15}$ A, $I_{S14}=4I_{S18}=8\times10^{-15}$ A, $I_{S20}=4\times10^{-15}$ A. Înlocuirea acestor valori în (5.63) conduce la $I_{C14}=-I_{C20}=0,16$ mA valoare care este apropiată de valoarea determinată cu calculatorul.

■ **EXEMPLU**

Pentru etajul de ieşire din fig. 5.21*a* să se calculeze curenţii statici pentru toate dispozitivele, dacă $V_o=+10$ V. Se va lua $V_{CC}=15$ V, $R_L=2$ kΩ şi $\beta=100$. Pentru simplitate se va presupune că toate dispozitivele sunt de arii egale şi că pentru fiecare din ele

$$|I_C| = 10^{-14} \exp \frac{|V_{be}|}{V_T} . \tag{5.64}$$

Deoarece Q_{14} asigură curentul prin sarcină pentru excursia pozitivă a tensiunii de la ieşire rezultă

$$I_{c14} = \frac{10\ \text{V}}{2\ \text{k}\Omega} = 5\ \text{mA} .$$

Înlocuind în (5.64) se găseşte:

$$V_{be14} = 700\ \text{mV} ,$$

şi, de asemenea

$$I_{b14} = \frac{I_{c14}}{\beta_{14}} = \frac{5}{100} = 0{,}05 \text{ mA} .$$

Deci

$$I_{c19} \approx I_{c18} \approx -I_{c23} = 0{,}22 - 0{,}05 = 0{,}17 \text{ mA} .$$

Înlocuind în (5.64) se găseşte

$$V_{be19} = V_{be18} = -V_{be23} = 613 \text{ mV} .$$

Deoarece

$$V_{be20} = -(V_{be19} + V_{be18} - V_{be14}) = -525 \text{ mV} ,$$

folosind (5.64) rezultă

$$I_{c20} = -5{,}9 \ \mu\text{A} ,$$

curentul de colector al lui Q_{20} fiind într-adevăr mic, aşa cum era de aşteptat. În sfârşit

$$I_{c17} = 0{,}68 \text{ mA} - \frac{I_{c23}}{\beta_{23}} = \left[0{,}68 - \frac{0{,}17}{100}\right] \text{mA} = 0{,}68 \text{ mA} ,$$

$$V_2 = V_o - |V_{be20}| = 10 - 0{,}525 = 9{,}475 \text{ V} ,$$

$$V_1 = V_2 - |V_{be23}| = 9{,}475 - 0{,}613 = 8{,}862 \text{ V} .$$

5.5.4 Etaje de ieşire în clasă B realizate numai cu tranzistoare npn[5,6,7]

Schemele de etaje în clasă B descrise până acum se utilizează în acele circuite integrate în care puterea de ieşire — care trebuie furnizată sarcinii — are o valoare de ordinul câtorva sute de mW, sau mai puţin. În cazul în care sunt necesare nivele de putere de ordinul câtorva W, sau mai mult, aceste scheme nu mai sunt adecvate deoarece tranzistorul *pnp* de substrat utilizat nu are performanţe bune la curenţi mari. Acest fapt este generat de valorile particulare ale nivelelor de dopare din emitor, bază şi colector care nu pot fi optimizate din punctul de vedere al structurii *pnp* din cauza cerinţelor contradictorii impuse de tranzistoarele *npn* ale circuitului.

Un circuit care utilizează tranzistoare *npn* de putere în ambele jumătăţi ale unei configuraţii în clasă B este indicat în fig. 5.23. În acest circuit, tranzistorul Q_1, cu emitorul comun, furnizează putere sarcinii în timpul semiperioadei negative, iar repetorul pe emitor Q_2 în timpul semiperioadei pozitive. Pentru a examina funcţionarea acestui circuit, să presupunem că V_i ia valori negative faţă de valoarea din punctul static de funcţionare astfel că tranzistorul Q_1 este blocat şi $I_{c1}=0$. Ca urmare diodele D_1 şi D_2 trebuie să fie blocate şi întreg curentul de colector al tranzistorului Q_3 este furnizat bazei tranzistorului Q_2. Tensiunea de la ieşire atinge deci valoarea sa maximă V_o^+. În general tranzistorul Q_3 va fi atunci saturat, şi

$$V_o^+ = V_{CC} - V_{CE3(\text{sat})} - V_{be2} . \tag{5.65}$$

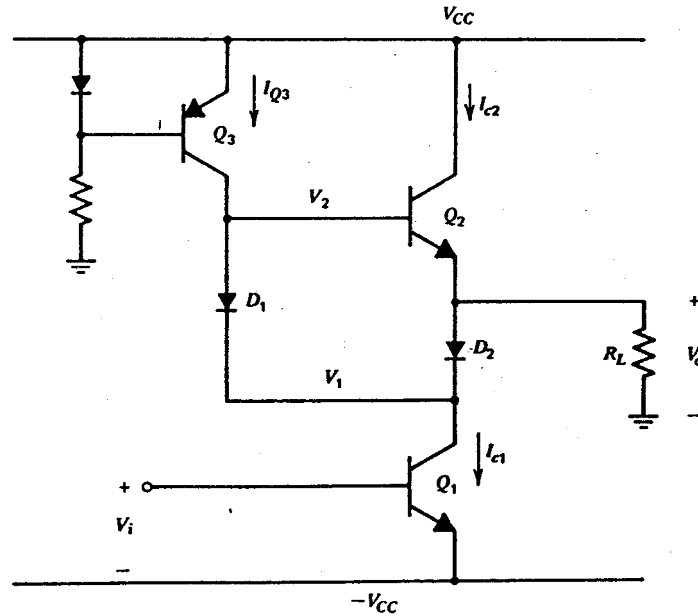


Fig. 5.23 Etaj de ieşire în clasă B realizat numai cu tranzistoare *npn*.

Pentru ca să fie posibil ca tensiunea V_o să atingă valoarea sa pozitivă maximă, dată de (5.65), este necesar ca în aceste condiţii extreme tranzistorul Q_3 să se satureze. Se observă că în acest circuit tranzistorul Q_2 nu se poate satura, deoarece nu există nici o modalitate ca tensiunea de bază a tranzistorului Q_2 să depăşească tensiunea de alimentare, la care este conectat colectorul său. Condiţia ca tranzistorul Q_3 să se satureze este ca valoarea nominală a curentului static I_{Q3} (atunci când Q_3 nu este saturat) să fie mai mare decât curentul de bază al tranzistorului Q_2 atunci când $V_o = V_o^+$. Deci vom impune

$$I_{Q3} > I_{b2} \, . \tag{5.66}$$

Deoarece pentru excursia pozitivă a tensiunii de la ieşire curentul către sarcină este furnizat de tranzistorul Q_2 rezultă:

$$V_o^+ = -I_{e2}R_L = (\beta_2 + 1)I_{b2}R_L \, . \tag{5.67}$$

Înlocuind (5.67) şi (5.65) în (5.66) se obţine condiţia pentru valoarea curentului static prin Q_3

$$I_{Q3} > \frac{V_{CC} - V_{CE3(\mathrm{sat})} - V_{be2}}{(\beta_2 + 1)R_L} \, . \tag{5.68}$$

Expresia 5.68 se aplică şi circuitului din fig. 5.21*a*. Ea fixează limitele pentru I_{C3}, β_2 şi R_L astfel încât tensiunea V_o să poată ajunge în apropierea tensiunii sursei pozitive de alimentare. Dacă I_{Q3} este mai mic decât valoarea dată de relaţia 5.68, tensiunea V_o va începe să se limiteze la o valoare pozitivă *mai mică* decât aceea dată de relaţia 5.65, iar tranzistorul Q_3 nu se va satura niciodată.

Fie acum tensiunea V_i pozitivă, aducându-l pe Q_1 în conducţie şi determinând un curent I_{c1}. Baza lui Q_2 este mult mai pozitivă ca emitorul său, astfel că dioda D_1 se va deschide, iar dioda D_2 va rămâne blocată deoarece tensiunea de la bornele sale este nulă. Curentul I_{c1} va trece prin D_1, fiind absorbit din Q_3 care se presupune saturat. Odată cu creşterea curentului I_{c1} tranzistorul Q_3 poate ieşi în cele din urmă din saturaţie, tensiunea V_2 din baza lui Q_2 micşorându-se. Deoarece Q_2 funcţionează ca repetor pe emitor, tensiunea V_o va urmări scăderea tensiunii V_2. Această funcţionare corespunde semiperioadei pozitive a ciclului, Q_1 lucrând ca tranzistor de comandă, iar Q_2 ca tranzistor de ieşire.

Atunci când V_o se reduce la 0 V, curentul prin sarcină este nul, iar $I_{c1}=0$. Această situaţie corespunde egalităţii $I_{c1}=I_{c3}$; curentul de polarizare al tranzistorului Q_3 trece în totalitate prin D_1 spre Q_1. Dacă I_{c1} creşte mai departe, tensiunea V_o rămâne constantă la 0 V, în timp de tensiunea V_2 se reduce tot la 0 V. Tensiunea V_1 este negativă având o valoare egală cu tensiunea directă de pe dioda D_1; ca urmare dioda de putere D_2 se deschide. Deoarece curentul prin D_1 este fixat practic de Q_3, creşterea în continuare a curentului I_{c1} face ca să treacă curent şi prin D_2. Această funcţionare corespunde semiperioadei negative a ciclului, tranzistorul Q_1 lucrând ca tranzistor de ieşire, care alimentează sarcina R_L prin dioda D_2. Valoarea cea mai negativă a tensiunii de la ieşire se atinge atunci când Q_1 se saturează:

$$V_o^- = -V_{CC} + V_{CE1(sat)} + V_{d2} \,. \tag{5.69}$$

În această expresie V_{d2} este căderea de tensiune directă pe dioda D_2.

Modul de funcţionare descris duce la o caracteristică de transfer puternic neliniară, dată în fig. 5.24. În figură s-a trasat pentru comoditate dependenţa $V_o(I_{c1})$. Atunci când tensiunea V_o este pozitivă, curentul I_{c1} alimentează baza lui Q_2, câştigul de semnal mic fiind

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_{c1}} \approx \frac{\Delta V_2}{\Delta I_{c1}} = r_{o1} \| r_{o3} \| [r_{\pi 2} + (\beta_2 + 1)R_L]$$

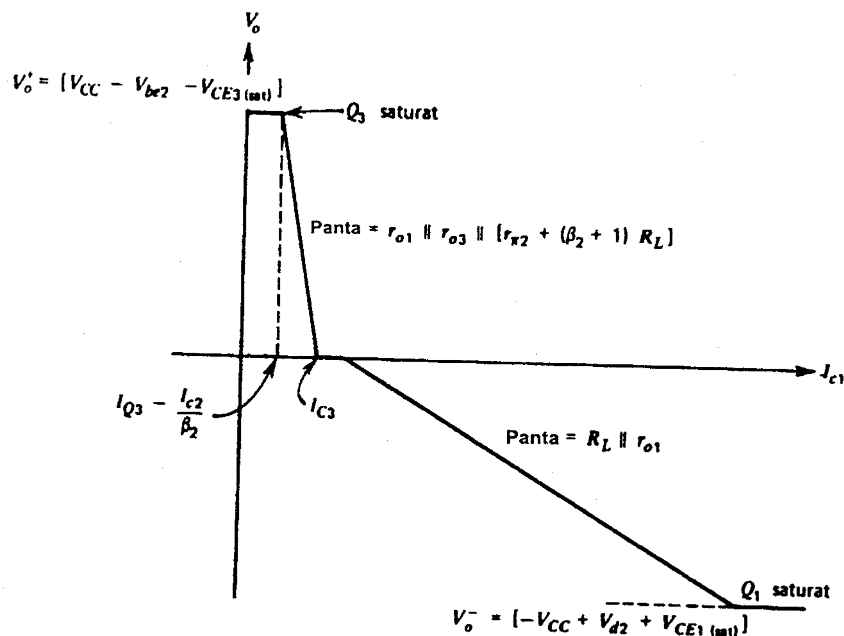


Fig. 5.24 Caracteristica de transfer $V_o(I_{c1})$ a circuitului din fig. 5.23.

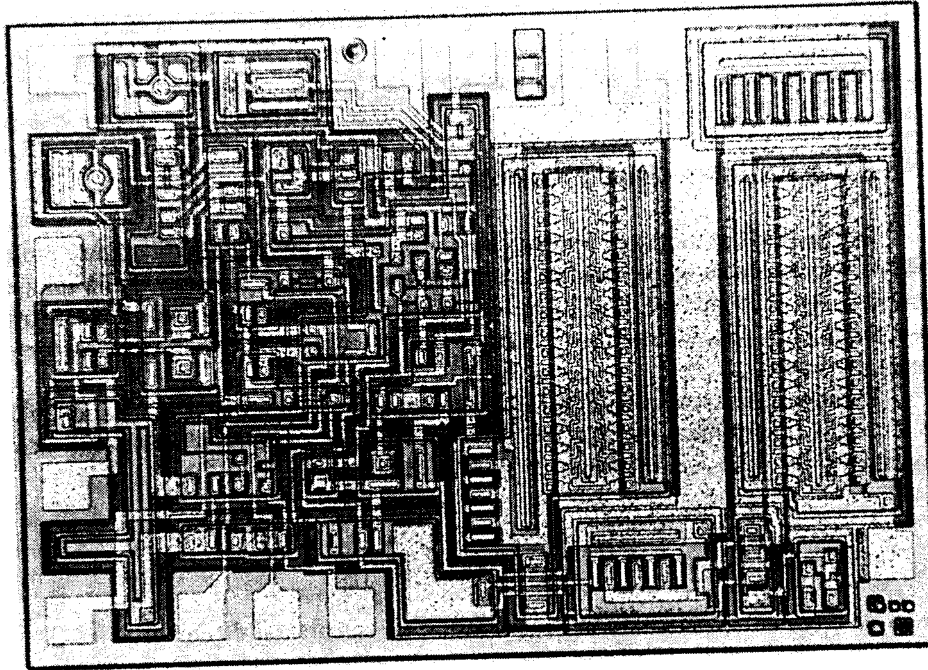


Fig. 5.25 Fotografia cipului amplificatorului operaţional de mare putere 791.

expresie în care impedanţa diodei D_1 s-a presupus neglijabilă. Aceasta înseamnă că impedanţa din baza tranzistorului Q_2 este egală cu combinaţia paralel a rezistenţelor de ieşire ale tranzistoarelor Q_1 şi Q_3 şi a impedanţei de intrare a repetorului pe emitor, Q_2.

Atunci când V_o (vezi fig. 5.23) este negativ, I_{c1} trece direct spre rezistorul R_L, câştigul de semnal mic fiind

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_{c1}} \approx r_{o1} \| R_L$$

expresie în care impedanţa diodei D_2 s-a presupus neglijabilă.

În caracteristica de transfer din fig. 5.24 se observă o mică zonă moartă care corespunde deschiderii diodei D_2. Această zonă moartă poate fi eliminată prin adăugarea, în serie cu D_1, a încă unei diode. În practică, pentru liniarizarea caracteristicii de transfer trebuie aplicată etajului o reacţie negativăş, care va reduce totdată şi efectele date de zona moartă. Caracteristica de transfer, $V_o(V_i)$, a circuitului este şi mai neliniară din cauză că în acest caz se include şi neliniaritatea exponenţială introdusă de tranzistorul Q_1.

În realizarea de circuit integrat a schemei din fig. 5.23, tranzistoarele Q_1 şi Q_2 sunt de putere şi identice. În circuitele de mare putere (de câţiva W sau mai mult) ele pot ocupa mai mult de jumătate din aria cipului. Dioda D_2 este o diodă de putere care, ocupă de asemenea o arie considerabilă. Aceste particularităţi sunt ilustrate în fig. 5.25 care este o fotografie a cipului amplificatorului operaţional de mare putere 791. Acest circuit poate disipa 10 W şi poate furniza 15 W într-o sarcină de 8 Ω. Tranzistoarele de putere, de arie mare, din etajul de ieşire se pot observa în partea dreaptă a cipului.

În încheiere trebuie arătat că rezultatele relative la puteri şi la randament deduse mai înainte pentru etajul în clasă B cu tranzistoare complementare se aplică la fel şi pentru toate etajele de clasă B realizate numai cu tranzistoare *npn* cu condiţia de a se ţine seama de căderea de tensiune pe dioda D_2. Deci, valoarea maximă ideală a randamentului va fi de 79%.

5.5.5 Etaje de ieşire cvasicomplementare[8]

Etajele realizate numai cu tranzistoare *npn* constituie una din soluţiile pentru problema pusă de performanţele de putere limitate ale tranzistoarelor *pnp* de substrat. O altă soluţie este prezentată în fig. 5.26, în care se utilizează un tranzistor *pnp compus* realizat dintr-un tranzistor *pnp* lateral Q_3 şi un tranzistor *npn* de mare putere Q_2. Acest etaj este denumit etaj de ieşire cvasicomplementar.

Funcţionarea circuitului din fig. 5.26 este aproape identică cu aceea a circuitului din fig. 5.21, după cum se arată în fig. 5.27. Perechea de tranzistoare Q_3, Q_4 este echivalentă cu un tranzistor *pnp*. Curentul de colector al tranzistorului Q_3 este

$$I_{C3} = -I_S \exp\left(-\frac{V_{BE}}{V_T}\right) . \tag{5.70}$$

Curentul de colector al tranzistorului compus este egal cu curentul de emitor al lui Q_4:

$$I_C = (\beta_4 + 1) I_{C3} = -(\beta_4 + 1) I_S \exp\left(-\frac{V_{BE}}{V_T}\right) . \tag{5.71}$$

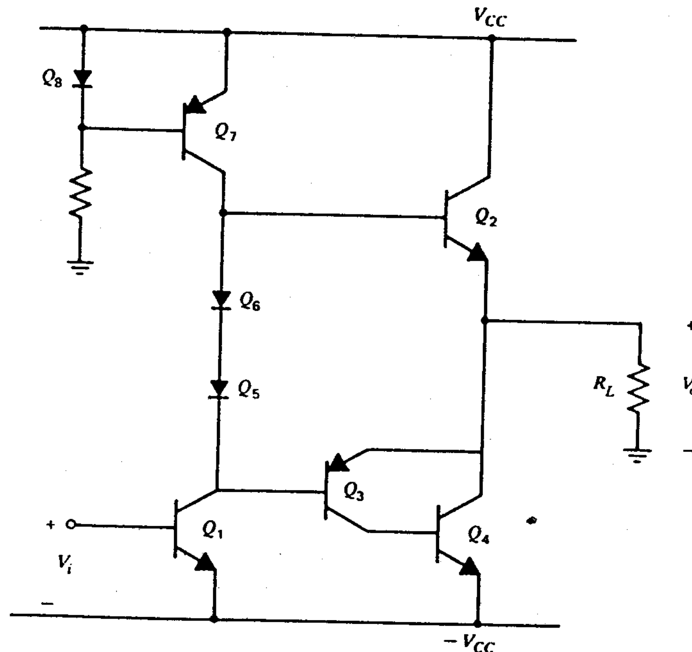


Fig. 5.26 Etaj de ieşire în clasă B, cvasicomplementar.

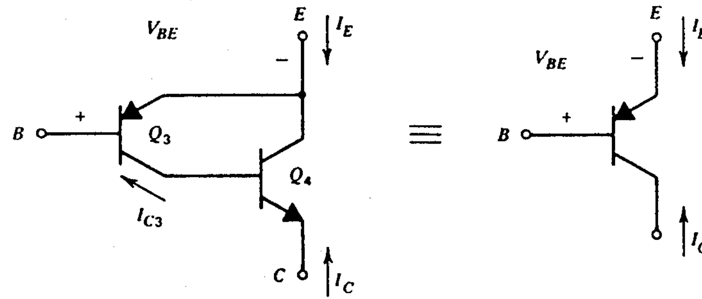


Fig. 5.27 Echivalenţa între tranzistorul compus şi tranzistorul *pnp*.

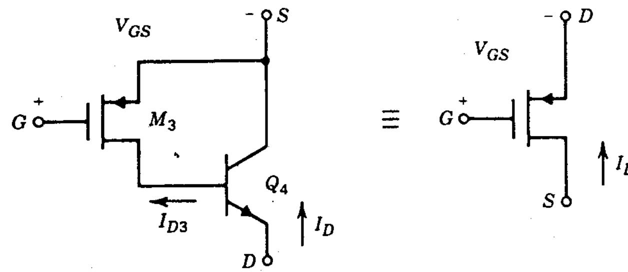


Fig. 5.28 Tranzistorul PMOS compus, de curent mare.

Deci între curentul I_C şi tensiunea V_{BE} ale tranzistorului compus există relaţia corespunzătoare unui tranzistor *pnp*, cea mai mare parte a curentului trecând prin tranzistorul *npn* de mare putere. De observat că tensiunea de saturaţie a tranzistorului compus este ($V_{CE3(sat)}+V_{BE4}$) fiind mai mare ca valoarea obişnuită; deoarece saturaţia se instalează odată cu saturarea tranzistorului Q_3, la tensiunea sa de saturaţie trebuie adăugată şi tensiunea V_{BE4}.

Problema majoră a configuraţiei din fig. 5.26 o constituie instabilitatea potenţială a buclei locale de reacţie formată de tranzistoarele Q_3 şi Q_4, în particular în cazul în care amplificatorul lucrează pe o sarcină capacititvă. Această problemă este discutată în *Capitolul 9*.

Etajul cvasicomplementar în clasă B se poate implementa şi în tehnologia BiCMOS. Tranzistorul bipolar compus Q_3-Q_4 din circuitul din fig. 5.26 se înlocuieşte printr-o combinaţie MOS-bipolar[9], ca aceea din fig. 5.28, unde Q_4 este un tranzistor bipolar de arie mare şi de curent mare. Expresia caracteristicii de transfer globale este:

$$I_D = (\beta_4 + 1)I_{D3} = -(\beta_4 + 1)\frac{\mu_n C_{ox}}{2}(W/L)_3(V_{GS} - V_t)^2 . \tag{5.72}$$

Această expresie arată că tranzistorul PMOS compus are un raport W/L echivalent de (β_4+1) ori mai mare decât tranzistorul PMOS fizic M_4. De observat că una din diodele Q_5 sau Q_6 trebuie să fie înlocuită printr-un tranzistor PMOS conectat ca diodă pentru a realiza astfel o valoare stabilă, faţă de variaţiile de temperatură, a curentului de repaus prin etajul de ieşire. În paralel cu joncţiunea bază-emitor a lui Q_4 se poate conecta un rezistor, optimizându-se astfel valoarea curentul static prin tranzistorul M_3. Totodată, în acest fel se accelerează şi comutarea în blocare a tranzistorului Q_4, accelerare importantă în cazul aplicaţiilor de înaltă frecvenţă, deoarece această rezistenţă oferă o cale prin care poate circula curentul de bază invers,

eliminând astfel sarcina stocată în bază. Această rezistenţă se poate utiliza şi în cazul circuitului din fig. 5.26 (se conectează în paralel cu joncţiunea bază-emitor a tranzistorului Q_4).

5.5.6 Etaje de ieşire CMOS în clasă B

Topologia clasică de etaj de ieşire în clasă AB din fig. 5.14 se poate implementa şi în tehnologia standard CMOS (vezi fig. 5.29). Dezavantajul acestui circuit este dat de valoarea mare a tensiunii V_{GS} atunci când prin TEC trec curenţi mari. De exemplu, dacă V_t=0,8 V, k' =40 μA/V^2 şi dorim să treacă un curent de 20 mA, la V_{GS}=1 V, rezultă W/L=25000. Pe lângă faptul că acest tranzistor este nerealist de mare, el ar avea şi o capacitate extrem de mare. Rezultă că, în comparaţie cu versiunea bipolară, versiunea MOS a circuitului (vezi fig. 5.29) este limitată în general la valori de curent mult mai mici.

O altă posibilitate de implementare face apel la utilizarea configuraţiei cvasicomplementare, în care în locul tranzistoarelor de ieşire repetoare se foloseşte un tranzistor cu sursa comună împreună cu un amplificator de eroare[10,11]. Schema de principiu a unui astfel de etaj de ieşire este dată în fig. 5.30. Elementul compus format din amplificatorul de eroare şi tranzistorul de ieşire cu sursa comună constituie de fapt un repetor cu o transconductanţă de curent continuu de valoare mare. Funcţia amplificatorului de eroare este de a citi diferenţa de potenţial între ieşirea şi intrarea repetorului şi de a comanda corespunzător grila tranzistorului de ieşire astfel încât să facă această diferenţă cât se poate de mică. Motivul esenţial care justifică utilizarea configuraţiei cvasicomplementare este dat de faptul că tranzistoarele de ieşire cu sursa comună produc o tensiune de ieşire care poate să ajungă în apropierea tensiunilor surselor de alimentare, în particular în cazul în care tranzistoarelor de ieşire li se permite intrarea în regiunea de tip triodă la extremele excursiei de tensiune.

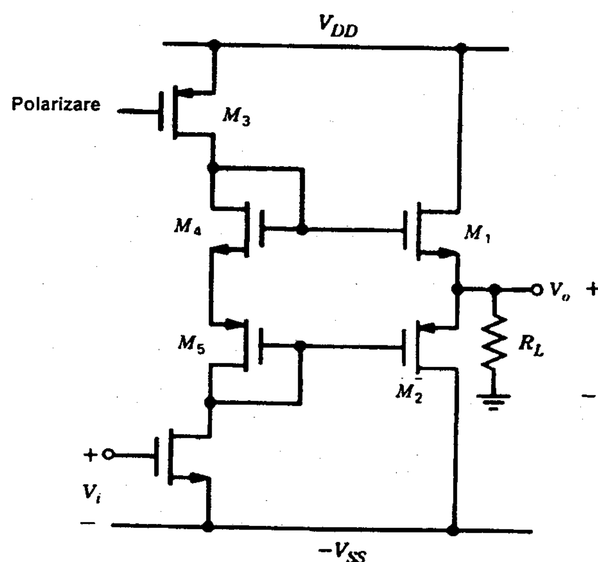


Fig. 5.29 Etaj de ieşire CMOS, complementar, cu repetoare pe sursă, bazat pe implementarea bipolară tradiţională.

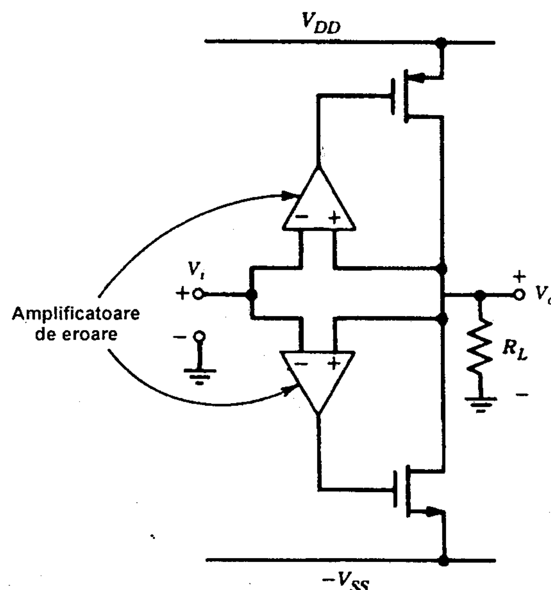


Fig. 5.30 Exemplu de principiu, de implementare a unui etaj de ieşire în clasă B, în care se folosesc dispozitive compuse care includ tranzistoarele de ieşire cu sursa comună.

Aceste etaje cvasicomplementare oferă performanţe de curent continuu excelente. Totuşi, deoarece amplificatoarele trebuie să fie de bandă largă, pentru a elimina problemele de distorsiuni de racordare, aceste etaje pun probleme dificile de compensare în prezenţa unor sarcini capacitive mari. De asemenea, în proiectarea etajului, un punct cheie îl constituie controlul precis al curentului de repaus.

5.5.6 Protecţia la suprasarcină

Tipul cel mai obişnuit de protecţie la suprasarcină pentru etajele de ieşire ale circuitelor integrate este protecţia de curent la scurtcircuit. Ca exemplu, să considerăm etajul de ieşire al amplificatorului operaţional 741 din fig. 5.31, în care s-a indicat numai o parte a protecţiei de scurtcircuit, pentru cazul în care tensiunea de ieşire este pozitivă. Pentru început să presupunem că $R_6=0$ şi să ignorăm prezenţa tranzistorului Q_{15}. Valoarea pozitivă, maximă a semnalului de comandă furnizat etajului de ieşire are loc pentru tensiuni V_i mari şi pozitive. Dacă $R_L=0$ atunci tensiunea V_o este ţinută la zero, iar tensiunea V_a din fig. 5.28 este egală cu V_{be14}. Deci, dacă V_i ia valori pozitive mari Q_{23}, Q_{18} şi Q_{19} se taie şi tot curentul sursei de curent Q_{13A} este trimis spre Q_{14}. Dacă acest tranzistor are un câştig de curent mare, curentul de ieşire poate atinge o valoare mare, distructivă. Deoarece

$$I_{c14} = \beta_{14} \left| I_{C13A} \right| , \tag{5.73}$$

dacă, de exemplu

$$\beta_{14} = 500$$

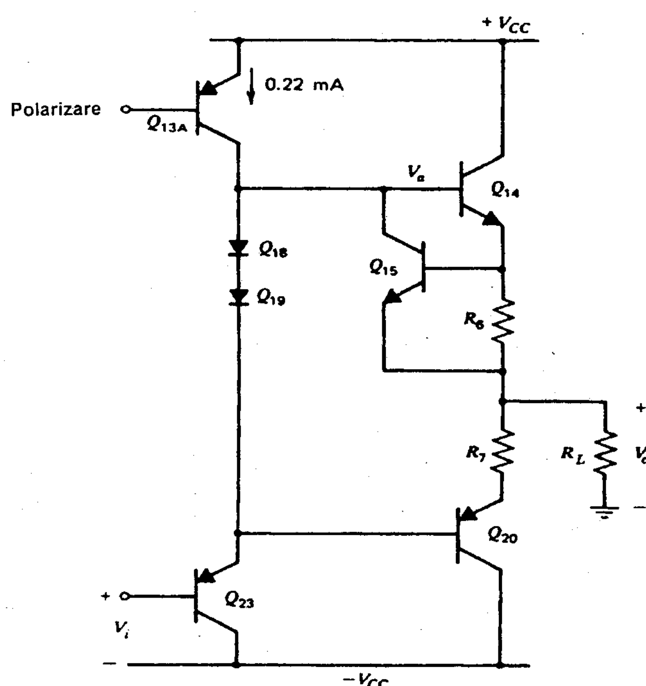


Fig. 5.31 O parte din schema amplificatorului operaţional 741 care pune în evidenţă protecţia de scurtcircuit pentru tensiuni de ieşire pozitive.

rezultă

$$I_{c14} = 500 \times 0{,}22 = 110 \text{ mA} .$$

De exemplu, pentru o tensiune de alimentare V_{CC}=15 V acestei valori a curentului îi corespunde o valoare a puterii disipate de tranzistorul Q_{14} de

$$P_{c14} = V_{ce}I_c = 15 \times 110 \text{ mW} = 1{,}65\ W ,$$

suficientă pentru distrugerea tranzistorului. Rezultă că trebuie limitată valoarea curentului în condiţii de scurtcircuit, limitare care, pentru tensiuni de ieşire pozitive, se realizează prin utilizarea rezistorului R_6 şi a tranzistorului Q_{15}.

Funcţionarea protecţiei de scurtcircuit se bazează pe citirea valorii curentului de ieşire prin intermediul căderii de tensiune care apare pe rezistorul R_6, de aproximativ 25 Ω. Tensiunea care apare pe R_6 se aplică între baza şi emitorul tranzistorului Q_{15}, care în funcţionarea normală este blocat. Atunci când curentul prin rezistorul R_6 atinge o valoare de aproximativ 20 mA (valoarea maximă de siguranţă) tranzistorul Q_{15} începe să conducă un curent apreciabil şi deturnează creşterea ulterioară a curentului de comandă din baza tranzistorului Q_{14}. În acest fel curentul de comandă trece direct spre ieşire, fără a mai fi multiplicat cu câştigul în curent al tranzistorului Q_{14}.

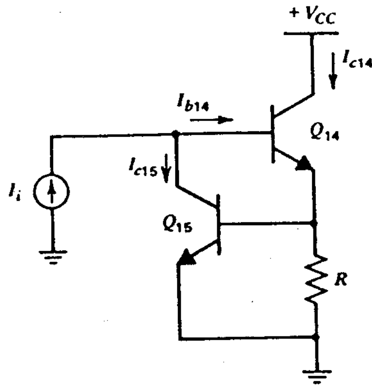


Fig. 5.32 Circuitul echivalent pentru calculul efectului dat de tranzistorul Q_{15} asupra caracteristicii de transfer a lui Q_{14}, din fig. 5.31, atunci când $R_L=0$.

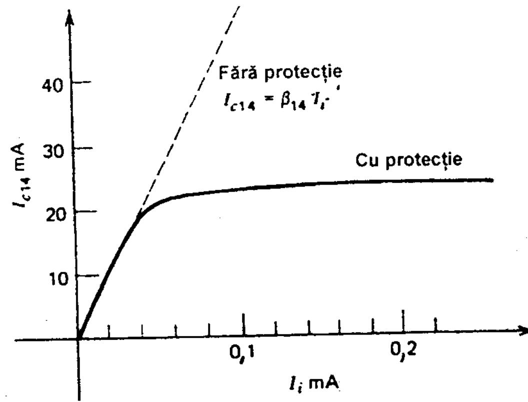


Fig. 5.33 Caracteristica de transfer a circuitului din fig. 5.32 cu şi fără efectul dat de tranzistorul de protecţie Q_{15} ($\beta_{14}=500$).

Funcţionarea acestui circuit se poate urmări, calculând caracteristica de transfer a tranzistorului Q_{14}, atunci când lucrează în scurtcircuit. Acest calcul se face utilizând fig. 5.32. Următoarele relaţii sunt evidente:

$$I_i = I_{b14} + I_{c15} , \tag{5.74}$$

$$I_{c15} = I_{S15} \exp \frac{V_{be15}}{V_T} . \tag{5.75}$$

De asemenea, se poate scrie

$$V_{be15} \approx I_{c14} R . \tag{5.76}$$

Din (5.73) se obţine

$$I_{b14} = I_i - I_{c15} .$$

Deoarece

$$I_{c14} = \beta_{14} I_{b14} = \beta_{14}(I_i - I_{c15}) \tag{5.77}$$

prin înlocuirea în (5.77) a relaţiilor 5.77 şi 5.76 se găseşte

$$I_{c14} + \beta_{14} I_{S15} \exp \frac{I_{c14} R}{V_T} = \beta_{14} I_i . \tag{5.78}$$

Al doilea termen din partea stângă a relaţiei 5.78 este determinat de Q_{15} fiind — aşa cum este de altfel de aşteptat — neglijabil atunci când $I_{C14}=\beta_{14} I_i$. Caracteristica de transfer a etajului se poate trasa grafic pe baza relaţiei 5.78, ca în fig. 5.33 în care s-au utilizat următoarele valori: $\beta_{14}=500$, $I_{S15}=10^{-14}$ A şi $R=25$ Ω. Pentru un curent de comandă, I_i, de maximum 0,22 mA, valoarea curentului I_{c14} este limitată la 24 mA. Pentru valori ale curentului I_{c14} sub 20 mA, Q_{15} are un efect nesemnificativ asupra funcţionării circuitului.

Pentru tensiuni de ieşire negative se poate realiza o protecţie similară prin sesizarea căderii de tensiune pe R_7 şi deturnarea curentului de comandă al bazei, într-unul din etajele precedente.

5.5.8 Protecţia termică*

Funcţionarea circuitelor integrate de putere într-un regim termic neadecvat (putere disipată sau temperatură ambiantă prea mare, radiator subdimensionat) determină încălzirea excesivă a cipului, care se soldează de obicei cu defectarea catastrofică a circuitului. În mod curent, funcţionarea circuitelor integrate într-un astfel de regim termic este evitată prin utilizarea unui *circuit de protecţie termică*.

Schemele clasice, discrete, de protecţie termică, în care un senzor termic ataşat capsulei sau radiatorului monitorizează variaţia de temperatură, au dezavantajul important al unui timp de răspuns de ordinul secundelor sau mai mult. Acest timp de răspuns la o solicitare termică este mult mai mare decât timpul de încălzire al cipului, care este de ordinul ms, existând în acest fel pericolul distrugerii circuitului înainte ca să acţioneze protecţia. Soluţia acestei probleme o constituie plasarea circuitului de protecţie termică chiar pe cipul circuitului.

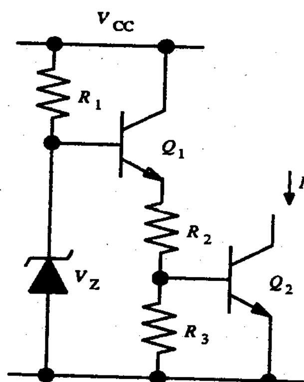


Fig. 5.34 Schema tipică a unui circuit de protecţie termică.

Protecţia termică este realizată în mod uzual de un tranzistor plasat în apropierea tranzistoarelor de putere ale circuitului. La temperatura ambiantă acest tranzistor este practic blocat, iar la temperatura maxim admisibilă a cipului conduce suficient de puternic astfel încât să deturneze curentul de comandă al etajului final sau curentul de polarizare al unui etaj de intrare întrerupând astfel furnizarea de putere către sarcină.

O schema tipică de circuit de protecţie termică este indicată în fig. 5.34. Dioda Zener, tranzistorul Q_1 şi divizorul R_3, R_2 fixează tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_2 (care realizează „protecţia termică") la o valoare de ordinul a 400 mV, a cărei variaţie cu temperatura este practic neglijabilă. Ca urmare la temperatura ambiantă (25 °C) curentul de colector al tranzistorului Q_2 este neglijabil de mic, tipic de ordinul a zeci de nA. La temperatura maxim admisibilă, de obicei 150°C, tranzistorul Q_2 conduce un curent suficient de mare deoarece la această temperatură tensiunea $V_{BE(on)}$ a unui tranzistor deschis are o valoare

$$V_{BE(on)\,150°C} = 650 \text{ mV} + (-2 \text{ mV/°C}) \times 125°C = 400 \text{ mV} .$$

---

* Acest paragraf, elaborat de V. Gheorghiu şi M. Bodea, constituie o completare la ediţia în limba română, (n.t.).

PROBLEME

5.1 Pentru circuitul din fig. 5.1 se cunosc: V_{CC}=15 V, $R_1=R_2=0$, R_3=5kΩ, R_L=2kΩ, $V_{BE(on)}$=0,7 V. Ariile tuturor tranzistoarelor se vor presupune egale.
(*a*) Să se schiţeze caracteristica de transfer $V_o(V_i)$.
(*b*) Să se repete punctul (*a*) pentru R_L=10 kΩ.
(*c*) Să se schiţeze forma de undă a tensiunii V_o pentru cazurile de la punctele (*a*) şi (*b*) dacă la intrare (V_i) se aplică o tensiune sinusoidală cu o amplitudine de 10 V.
(*d*) Folosind SPICE se vor verifica rezultatele de la (*a*), (*b*), (*c*) şi se vor determina distorsiunile de armonica a doua şi a treia ale tensiunii V_o în condiţiile de la (*c*).

5.2 (*a*) Pentru circuitul din *Problema 5.1* să se schiţeze caracteristica (dreapta) de sarcină, în planul I_c-V_{ce} pentru R_L=2 kΩ şi R_L=10 kΩ.
(*b*) Să se calculeze apoi valoarea maximă a puterii medii de ieşire, în regim sinusoidal, care poate fi furnizată sarcinii R_L (se vor considera ambele valori 2kΩ şi 10 kΩ) înainte ca să apară limitarea. Se vor schiţa formele de undă pentru I_{c1}, V_{ce1} şi P_{c1}.
(*c*) Să se calculeze randamentul circuitului pentru fiecare din cele două valori ale sarcinii R_L (puterile disipate în Q_3 şi R_3 se vor neglija).
(*d*) Să se aleagă R_L astfel încât să se obţină pentru randament o valoare maximă. Se va calcula apoi valoarea corespunzătoare a puterii medii de ieşire. Se vor presupune semnale sinusoidale.

5.3 (*a*) Să se arate că orice dreaptă de sarcină este tangentă la o hiperbolă de putere constantă, într-un punct aflat la mijlocul dreptei de sarcină.
(*b*) Să se calculeze valoarea maximă posibilă a puterii instantanee disipate de tranzistorul Q_1 din *Problema 5.1* pentru R_L=2 kΩ şi R_L=10 kΩ.
(*c*) Să se calculeze puterea *medie* disipată de tranzistorul Q_1 din circuitul din *Problema 5.1* pentru R_L=2kΩ şi R_L=10 kΩ. Se va presupune că tensiunea V_o este sinusoidală având o amplitudine egală cu valoarea maximă posibilă, înainte de a apărea limitarea.

5.4 Dacă Q_1 din *Problema 5.1* are β_F=100, să se calculeze puterea medie de semnal furnizată lui Q_1 de etajul de comandă dacă tensiunea V_o este sinusoidală cu o amplitudine egală cu valoarea maximă posibilă, înainte de a apărea limitarea. Se va repeta calculul pentru R_L=10 kΩ. Apoi se va calcula câştigul în putere al circuitului.

5.5 Să se calculeze panta incrementală a caracteristicii de transfer a circuitului din *Problema 5.1* în punctul static de funcţionare şi la extremele excursiei de semnal pentru o valoare de vârf a sinusoidei de la ieşire de 1 V şi pentru R_L=2kΩ.

5.6 (*a*) Pentru circuitul din *Problema 5.1*, să se traseze dreptele de sarcină în planul I_c-V_{cc} pentru R_L=0 şi $R_L=\infty$. Pentru I_c se va considera gama de variaţie 0—30 mA. Se vor trasa de asemenea hiperbolele de putere constantă pentru P_c=0,1 W, 0,2 W şi 0,3 W. Care este puterea instantanee maximă posibilă disipată în Q_1 pentru valorile anterioare ale sarcinii R_L. Se va presupune că etajul de comandă poate furniza pentru tranzistorul Q_1 (care are β_F=100) un curent de bază de maximum 0,3 mA.
(*b*) Dacă valoarea instantanee maximă a puterii disipate care se poate accepta pentru tranzistorul Q este de 0,2 W să se calculeze valoarea minimă permisă pentru R_L (soluţia grafică este cea mai uşoară).

5.7 Pentru un etaj cu emitorul comun, ca acela din fig. 5.8, se dau următoarele valori: I_Q=1 mA, R_L=3 kΩ, $V_{CE(sat)}$=0,1 V, V_{CC}=5 V şi $I_S=10^{-15}$ A.

(*a*) Să se schiţeze caracteristica de transfer $V_o(V_i)$. Se va repeta pentru o valoare a curentului I_Q de 2 mA.
(*b*) Să se calculeze puterea medie de ieşire maximă care poate fi furnizată sarcinii R_L, înainte de a se instala limitarea. Să se calculeze valoarea corespunzătoare a randamentului circuitului şi valoarea *medie* a puterii disipate de tranzistorul Q_1.
(*c*) Să se calculeze puterea *instantanee* maximă disipată de tranzistorul Q_1 pentru cazul în care se aplică un semnal de intrare mare.

5.8 Să se calculeze distorsiunea de armonica a doua şi distorsiunea de armonica a treia a tensiunii de la ieşirea circuitului din *Problema 5.7* pentru o valoare de vârf a tensiunii sinusoidale de la ieşire de 0,5 V şi 1 V.

5.9 Pentru circuitul din fig. 5.11 se dau următoarele valori: V_{CC}=15 V, R_L=2 kΩ, $V_{BE(on)}$=0,6 V şi $V_{CE(sat)}$=0,2 V.
(*a*) Să se schiţeze caracteristica de transfer $V_o(V_i)$ presupunând că tranzistoarele se deschid brusc pentru $V_{be}=V_{BE(on)}$.
(*b*) Să se schiţeze forma de undă a tensiunii de la ieşire şi forma de undă a curentului de colector prin fiecare tranzistor pentru cazul unei tensiuni de intrare sinusoidale de amplitudine 1 V, 10 V şi 20 V.
(*c*) Folosind SPICE se vor verifica rezultatele de la (*a*) şi (*b*) — ambele tranzistoare sunt caracterizate de $I_S=10^{-16}$ A, β_F=100, r_b=100 Ω şi r_c=20 Ω — şi se vor determina distorsiunile de armonica a doua şi distorsiunile de armonica a treia ale tensiunii V_o în condiţiile de la (*b*).

5.10 Pentru circuitul din fig. 5.14 se dau următoarele valori: V_{CC}=12 V, I_Q=0,1 mA, R_L=1 kΩ. Pentru toate dispozitivele $I_S=10^{-15}$ A şi β_F=150. Să se calculeze valoarea tensiunii V_i şi a curentului prin fiecare dispozitiv pentru V_o=0, ±5 V şi ±10 V. Să se schiţeze apoi caracteristica de transfer pentru o gamă de variaţie a tensiunii de la ieşire de −10 V—+10 V.

5.11 Pentru circuitul din fig. 5.11 se va lua V_{CC}=12 V, R_L=1 kΩ şi $V_{CE(sat)}$=0,2 V. Se va presupune că tensiunea de intrare sinusoidală (V_i) este suficientă pentru a duce tensiunea de la ieşire la valoarea maximă înainte de a apărea limitarea. Să se calculeze puterea medie maximă care poate fi furnizată sarcinii R_L, înainte de a apărea limitarea, valoarea corespunzătoare a randamentului şi puterea instantanee maximă disipată de tranzistor. Se vor neglija distorsiunile de trecere.

5.12 Să se calculeze şi să se schiţeze pentru circuitul din *Problema 5.11* formele de undă I_{c1}, V_{ce1} şi P_{c1} pentru tranzistorul Q_1 pentru o perioadă întreagă. Se va lua o amplitudine a tensiunii de la ieşire de 11,5 V, 6 V şi 3 V. Se vor neglija distorsiunile de trecere şi se vor presupune semnale sinusoidale.

5.13 Pentru etajul de ieşire din fig. 5.19 se va lua V_{CC}=15 V şi pentru toate dispozitivele $V_{ce(sat)}$=0,2 V, $V_{BE(on)}$=0,7 V şi β_F=50.
(*a*) Să se calculeze limitele de variaţie pozitive şi negative ale tensiunii V_o pentru R_L=10 kΩ şi R_L=2 kΩ.
(*b*) Să se calculeze puterea medie maximă care poate fi furnizată sarcinii R_L înainte de a apărea limitarea, pentru R_L=10 kΩ şi R_L=2 kΩ. Să se calculeze valoarea corespunzătoare a randamentului (numai pentru dispozitivele de ieşire) şi puterea medie disipată de fiecare tranzistor de ieşire. Se vor neglija distorsiunile de racordare şi se vor presupune semnale sinusoidale.

5.14 Pentru etajul de ieşire din fig. 5.21*a* se va lua V_{CC}=15 V, $\beta_F(pnp)$=50, $\beta_F(npn)$=200 şi pentru toate dispozitivele $V_{BE(on)}$=0,2 V, $I_S=10^{-14}$ A.

Se va presupune că curentul de colector al tranzistorului Q_{13A} este de 0,2 mA.
(a) Să se calculeze limitele de variaţie pozitive şi negative ale tensiunii V_o pentru $R_L=10$ kΩ şi $R_L=200$ Ω.
(b) Să se calculeze puterea medie maximă care poate fi furnizată sarcinii $R_L=1$ kΩ înainte de apărea limitarea şi valoarea corespunzătoare a randamentului circuitului (numai pentru tranzistoarele de ieşire). Se va calcula şi valoarea de vârf a puterii instantanee a fiecăruia din tranzistoarele de ieşire. Semnalele se vor presupune sinusoidale.

5.15 (a) Pentru circuitul din *Problema 5.14*, să se calculeze valoarea maximă posibilă a puterii de ieşire care poate fi furnizată unei sarcini R_L, dacă puterea instantanee disipată pentru un dispozitiv trebuie să fie mai mică de 100 mW. Se va specifica şi valoarea corespunzătoare a sarcinii R_L şi randamentului circuitului (numai pentru tranzistoarele de ieşire). Se vor presupune semnale sinusoidale.
(b) Să se repete (a) dacă puterea instantanee maximă per dispozitiv este de 200 mW.

5.16 Pentru circuitul din *Problema 5.14* să se calculeze curenţii din punctul static de funcţionare pentru tranzistoarele Q_{23}, Q_{20}, Q_{19}, Q_{18} şi Q_{14} dacă $V_o=-10$ V şi $R_L=1$ kΩ. Pentru toate tranzistoarele $I_S=10^{-14}$ A.

5.17 În fig. 5.35 se prezintă un etaj de ieşire în clasă B, Darlington, realizat numai cu tranzistoare *npn*. Pentru toate tranzistoarele $V_{BE(on)}=0{,}7$ V, $V_{CE(sat)}=0{,}2$ V, $\beta_F=100$. Curentul de colector al tranzistorului Q_3 este de 2 mA.

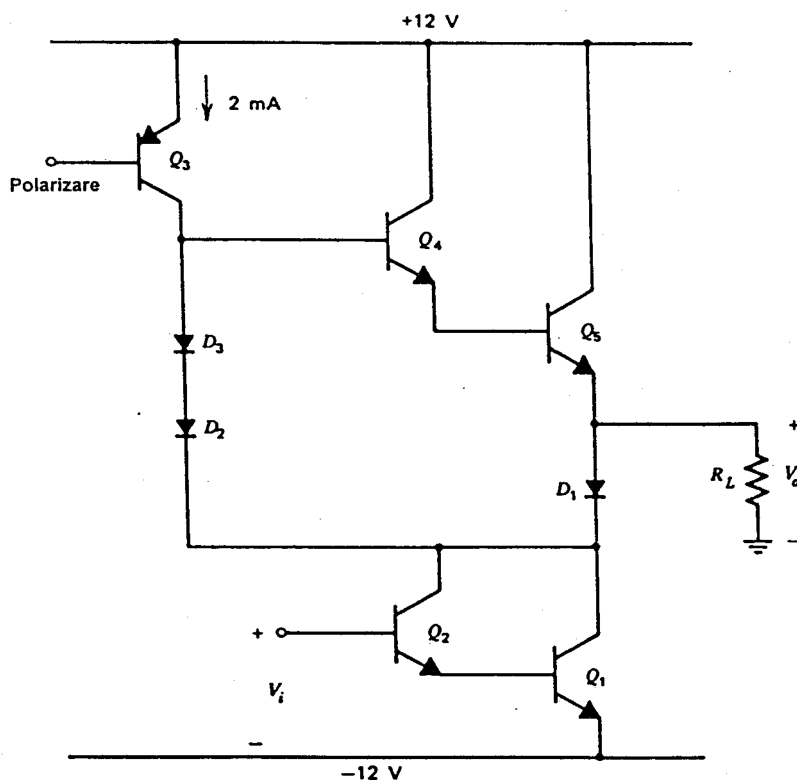


Fig. 5.35 Etaj de ieşire realizat numai cu tranzistoare *npn* în conexiune Darlington.

(*a*) Să se calculeze limita pozitivă şi cea negativă a excursiei tensiunii de la ieşire, V_o, dacă $R_L=8\ \Omega$.

(*b*) Să se calculeze puterea disipată în circuit pentru $V_o=0$ V.

(*c*) Să se calculeze valoarea maximă a puterii medii de la ieşire care poate fi furnizată unei sarcini $R_L=8\ \Omega$, înainte de a apărea limitarea şi valoarea corespunzătoare a randamentului pentru *întregul* circuit. De asemenea, se va calcula puterea instantanee maximă disipată de fiecare tranzistor de ieşire. Se va presupune că etajului i s-a aplicat o reacţie negativă astfel că tensiunea V_o este aproximativ sinusoidală.

(*d*) Folosind SPICE se va trasa caracteristica de transfer de curent continuu $V_o(V_i)$, V_o variind pe toată gama de valori, cu $R_L=8\ \Omega$. Pentru Q_1, Q_2 şi D_1 se vor considera valorile: $I_S=10^{-15}$ A, $r_b=1\ \Omega$, $r_c=0{,}2\ \Omega$, $\beta_F=100$ şi $V_A=30$ V. Dispozitivele Q_4, Q_2, D_2 şi D_3 sunt de 100 de ori mai mici ca dispozitivele mari. Pentru Q_3 se va presupune că $r_c=50\ \Omega$ şi $V_A=30$ V.

5.18 Pentru circuitul din fig. 5.26 se va lua $V_{CC}=15$ V, $\beta_F(pnp)=30$, $\beta_F(npn)=150$, $I_S(pnp)=10^{-15}$ A, $I_S(npn)=10^{-14}$ A şi pentru toate dispozitivele $V_{BE(\text{on})}=0{,}7$ V, $V_{CE(\text{sat})}=0{,}2$ V. Se va presupune că Q_5 şi Q_6 sunt tranzistoare *npn* şi că valoarea curentului de colector a tranzistorului Q_4 este de 0,15 mA.

(*a*) Să se calculeze limita pozitivă şi cea negativă a excursiei tensiunii de la ieşire, V_o, pentru $R_L=1\ \text{k}\Omega$.

(*b*) Să se calculeze curenţii din punctul static de funcţionare pentru tranzistoarele Q_1 şi Q_2 dacă $V_o=0$ V.

(*c*) Să se calculeze valoarea maximă a puterii medii de la ieşire (undă sinusoidală) care poate fi furnizată unei sarcini R_L dacă puterea instantanee maximă disipată pentru un dispozitiv este de 100 mW. Se vor calcula valoarea corespunzătoare a sarcinii R_L şi a valorii de vârf a curentului prin tranzistoarele Q_3 şi Q_4.

5.19 În fig. 5.36 este prezentată schema unui etaj de ieşire BiCMOS în clasă AB ale cărui tranzistoare au următoarele valori ale parametrilor: $\beta_F(npn)=80$, $\beta_F(pnp)=20$, $V_{BE(\text{on})}=0{,}8$ V, $\mu_pC_{ox}=26\ \mu\text{A/V}^2$ şi $V_t=-0{,}7$ V.

(*a*) Să se calculeze curenţii din punctul static de funcţionare prin fiecare tranzistor în condiţiile în care $V_o=0$,

(*b*) Să se calculeze limita pozitivă şi limita negativă a excursiei tensiunii de la ieşire, V_o, pentru $R_L=200\ \Omega$; se va determina apoi valoarea maximă a puterii medii care poate fi furnizată sarcinii fără ca să apară limitări.

(*c*) Se va folosi SPICE pentru verificarea rezultatelor obţinute la punctul (*a*) şi pentru trasarea caracteristicii complete de transfer în curent continuu $V_o(V_i)$. Se vor trasa şi formele de undă ale curenţilor I_{C1}, I_{C2} şi I_{D2} pentru o tensiune de ieşire V_o sinusoidală având o amplitudine de 2 V şi de 4 V. Pentru simulare se vor folosi pentru tranzistoarele bipolare parametrii de model daţi în fig. 2.32 cu excepţia valorilor date mai sus ale câştigului în curent β_F.

5.20 Să se proiecteze un etaj de ieşire CMOS, având schema din fig. 5.29, care să furnizeze la ieşire ± 3 V, înainte de a intra în limitări la ieşire, în condiţiile în care $R_L=1\ \text{k}\Omega$ şi $V_{DD}=V_{SS}=5$ V. Curentul din punctul static de funcţionare prin tranzistorul M_3 este de 10 μA, iar curentul de repaus prin tranzistoarele M_1 şi M_2 de 100 μA. Se va lua $(W/L)_3=(W/L)_6=100/1$. Aria totală a cipului trebuie adusă la minimum. Se vor determina rapoartele W/L pentru tranzistoarele M_1—M_6.

Fig. 5.36 Etaj de ieşire BiCMOS în clasă AB.

Se cunosc: $V_t=-0{,}7$ V, $\mu_nC_{ox}=60$ μA/V^2 pentru tranzistoarele NMOS şi $V_t=0{,}7$ V, $\mu_pC_{ox}=26$ μA/V^2 pentru tranzistoarele PMOS, $\gamma=0{,}4$ V^{-1}, $\lambda=0{,}02$ V^{-1}. Procesul este n-well. Valoarea minimă pentru L este de 1 μm. Se va verifica proiectarea prin trasarea caracteristicii $V_o(V_i)$ folosind în acest scop SPICE.

BIBLIOGRAFIE

1. E.M. Cherry şi D.E. Hooper. *Amplifying Devices and Low-Pass Amplifier Design*, Wiley, New York, 1968, Capitolul 9.
2. E.M. Cherry şi D.E. Hooper. Op. cit., Capitolul 16.
3. J. Millman şi C.C. Halkias. *Integrated Electronics*, McGraw-Hill, New York, 1972, Capitolul 18.
4. A.B. Grebene. *Analog Integrated Circuit Design*, Van Nostrand Reinhold, New York, 1972, Capitolele 5—6.
5. T.M. Frederiksen şi J.E. Solomon. "A High-Performance 3-Watt Monolithic Class-B Power Amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-3, pp. 152—160, June 1968.
6. P.R. Gray. "A 15-W Monolithic Power Operational Amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-7, pp. 474—480, December 1972.

7. R.G. Meyer şi W.D. Mack. "A Wideband Class AB Monolithie Power Amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 24, pp. 7—12, February 1989.

S. E.L. Long şi T.M. Frederiksen. "High-Gain 15-W Monolithic Power Amplifier with Internal Fault Protection," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-6, pp. 35—44, February 1971.

9. K. Tsugaru, Y. Sugimoto, M. Noda. T. Ito, Y. Suwa. "A Single-Power-Supply 10-b Video BiCMOS Sample-and-Hold IC," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 25, pp. 653—659, June 1990.

10. B.K. Ahuja, P.R. Gray, W.M. Baxter, G.T. Vehera. "A Programmable CMOS Dual Channel Interface Processor for Telecommunications Applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-19, pp. 892—899, December 1984.

11. H. Khorramabadi. "A CMOS Line Driver with 80 dB Linearity for ISDN Applications," *1991 Symposium on VLSI Circuits, Digest of Technical Papers*, pp. 75—76, June 1991.

6

AMPLIFICATOARE OPERAŢIONALE

Marea majoritate a circuitelor integrate analogice sunt constituite în esenţă din circuite tip, fundamentale, interconectate astfel încât să se obţină funcţia dorită. Aceste circuite tip au fost studiate în cele trei capitole precedente. Cu toate că varietatea circuitelor analogice - atât a acelora de uz general cât şi a acelora cu destinaţie specială realizate la comandă, este aproape nelimitată, ca circuite standard se evidenţiază doar câteva deoarece au, probabil, aplicabilitatea cea mai mare dintr-o varietate de aplicaţii. Aceste circuite standard includ amplificatoarele operaţionale, stabilizatoarele de tensiune, circuitele PLL (*Phase-Locked Loop* sau bucle cu calare de fază) şi convertoarele A/D şi D/A. În acest capitol se vor discuta amplificatoarele operaţionale monolitice atât în calitate de exemplu de utilizare a circuitelor tip descrise până acum cât şi ca o introducere în proiectarea şi modul de aplicare ale acestei clase importante de circuite analogice. Buclele cu calare de fază sunt discutate în *Capitolul 10*, iar stabilizatoarele de tensiune în *Capitolul 8*. Deşi proiectarea convertoarelor A/D şi D/A nu este tratată în mod explicit ea implică însă aplicarea tehnicilor de circuit descrise în această carte.

În final se discută tehnicile de proiectare care îmbunătăţesc diverse aspecte ale funcţionării la joasă frecvenţă a amplificatorului operaţional monolitic şi se prezintă şi alte tehnologii, de exemplu CMOS.

Un amplificator operaţional* ideal este un amplificator cu intrare diferenţială, ieşire nesimetrică, câştig infinit, rezistenţă de intrare infinită şi rezistenţă de ieşire nulă. O reprezentare schematică, de principiu, pentru un amplificator operaţional ideal este dată în fig. 6.1. Deşi amplificatoarele operaţionale reale nu au aceste caracteristici ideale, performanţele lor sunt însă în mod obişnuit

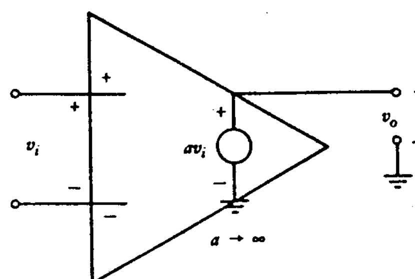


Fig. 6.1 Amplificatorul operaţional ideal.

* Pentru amplificatorul operaţional se folosesc curent prescurtările AO şi op amp, ultima provenind de la denumirea din limba engleză *operational amplifier* (n.t.).

suficient de bune astfel încât în majoritatea aplicaţiilor comportarea circuitului să poată fi bine aproximată de aceea a unui amplificator operaţional ideal.

La începutul acestui capitol se examinează câteva aplicaţii ale amplificatoarelor operaţionale cu scopul de a ilustra versatilitatea utilizării lor în circuitele şi sistemele analogice. În continuare se analizează în calitate de exemplu un amplificator operaţional monolitic de uz general, 741, şi se discută motivele pentru care funcţionarea circuitului se abate de la aceea ideală. Comportarea la înaltă frecvenţă şi răspunsul tranzitoriu ale amplificatoarelor operaţionale se discută în *Capitolele 7* şi *9*.

6.1 APLICAŢII ALE AMPLIFICATOARELOR OPERAŢIONALE

Concepte fundamentale despre reacţie. Practic, toate aplicaţiile amplificatoarelor operaţionale se bazează pe utilizarea *reacţiei*. Deşi amplificatoarele cu reacţie sunt tratate în detaliu în *Capitolul 8*, în cele ce urmează vom considera câteva concepte de bază necesare pentru înţelegerea schemelor cu amplificatoare operaţionale.

Schema generală, de principiu, a unui amplificator cu reacţie este dată în fig. 6.2. Blocul notat cu a este denumit amplificatorul direct sau de bază, iar blocul notat cu f reţeaua de reacţie. Câştigul amplificatorului de bază, a, în absenţa reţelei de reacţie este denumit *câştigul cu bucla deschisă*. Funcţia pe care o realizează reţeaua de reacţie este de a sesiza semnalul de la ieşire S_o şi de a genera un semnal de reacţie S_f, egal cu fS_o, f fiind în mod obişnuit subunitar. Acest semnal de reacţie se scade din semnalul de la intrare, S_i, iar diferenţa care rezultă, S_ε, este aplicată amplificatorului de bază. Câştigul sistemului în condiţiile în care este prezentă reţeaua de reacţie se numeşte *câştigul cu bucla închisă*. Pentru amplificatorul de bază se poate scrie

$$S_o = aS_\varepsilon = a(S_i - S_f) = a(S_i - S_o) \tag{6.1}$$

sau

$$\frac{S_o}{S_i} = \frac{a}{1 + af} \, . \tag{6.2a}$$

Să observăm că atunci când produsul mărimilor a şi f, denumit *câştigul pe buclă* şi notat T, este mare în comparaţie cu unitatea, câştigul cu bucla închisă ajunge foarte apropiat de

$$\lim_{af \to \infty} \frac{a}{1 + af} = \frac{1}{f} \, . \tag{6.2b}$$

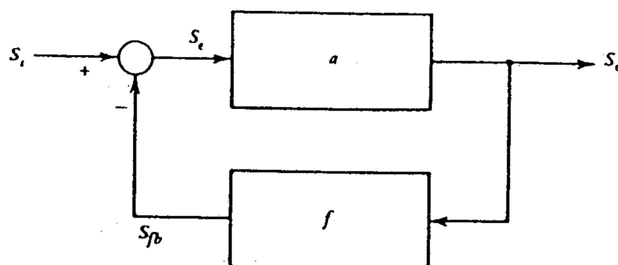


Fig. 6.2 Schema de principiu a unui amplificator cu reacţie.

Deoarece reţeaua de reacţie este compusă din componente pasive gradul de precizie cu care se poate realiza o valoare dată a mărimii f este foarte ridicat. Ca urmare valoarea câştigului se va stabili la $1/f$, independentă de orice variaţie a câştigului cu bucla deschisă, a. Faptul că parametrii care caracterizează funcţionarea cu bucla închisă a amplificatorului sunt independenţi de parametrii amplificatorului constituie motivul esenţial care explică larga utilizare a amplificatoarelor operaţionale ca elemente active în schemele analogice.

Pentru circuitul din fig. 6.2, semnalul de reacţie tinde să *reducă* valoarea mărimii S_i sub valoarea care corespunde cazului în care bucla este deschisă, atunci când mărimile a şi f au acelaşi semn. Acest tip de reacţie se numeşte *reacţie negativă*, constituind cazul de interes practic pentru acest capitol.

După această scurtă introducere a conceptelor legate de reacţie, putem trece la considerarea câtorva configuraţii de circuit tipice care folosesc amplificatoare operaţionale. Din cauza simplităţii acestor circuite, este mult mai uşor să le analizăm direct aplicând legile lui Kirchhoff fără a mai încerca să le considerăm ca amplificatoare cu reacţie. În *Capitolele 8* şi *9* se vor considera circuite cu reacţie mult mai complicate pentru care folosirea ca instrument de analiză a reacţiei este mult mai utilă.

Amplificatorul inversor. Configuraţia de amplificator inversor este prezentată în fig. 6.3*a*.[1,2,3] Vom presupune că amplificatorul operaţional are rezistenţa de intrare infinită şi rezistenţa de ieşire nulă. Scriind suma curenţilor în nodul X se obţine

$$\frac{V_s - V_i}{R_1} + \frac{V_o - V_i}{R_2} = 0 \tag{6.3a}$$

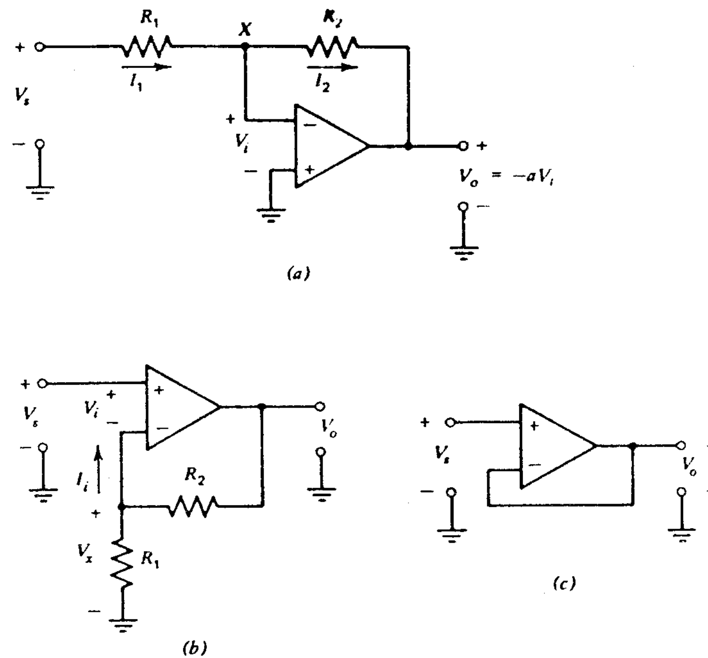


Fig. 6.3 (*a*) Configuraţia de amplificator inversor. (*b*) Configuraţia de amplificator neinversor. (*c*) Configuraţia de repetor de tensiune.

sau

$$\frac{V_s}{R_1} + \frac{V_o}{R_2} = V_i\left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right] . \qquad (6.3b)$$

Tensiunea de la intrarea amplificatorului operaţional se poate scrie

$$V_i = \frac{-V_o}{a} , \qquad (6.4)$$

unde a este câştigul cu bucla deschisă. Din combinarea relaţiilor 6.3b şi 6.4 rezultă

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1}{1 + \dfrac{1}{a}\left[1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right]} . \qquad (6.5)$$

Dacă valoarea câştigului amplificatorului operaţional este suficient de mare astfel încât

$$a\left[\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right] \gg 1 \qquad (6.6a)$$

atunci câştigul cu bucla închisă va fi dat de

$$\frac{V_o}{V_s} \cong -\frac{R_2}{R_1} . \qquad (6.6b)$$

Se observă că valoarea câştigului cu bucla închisă depinde numai de valorile componentelor pasive externe, R_1 şi R_2. Deoarece acest componente pot fi selectate cu o precizie foarte bună se poate obţine un nivel ridicat de precizie în funcţionarea cu bucla închisă, independent de variaţiile parametrilor dispozitivului activ (amplificatorul operaţional). De exemplu dacă valoarea câştigului amplificatorului operaţional s-ar modifica de la 5×10^4 la 10^5, această variaţie de 100% a câştigului ar avea un efect aproape neobservabil asupra funcţionării cu bucla închisă.

■ EXEMPLU

Să se calculeze câştigul circuitului din fig. 6.3*a*, pentru $a=10^4$ şi $a=10^5$; rezistoarele au valorile $R_1=1$ kΩ, $R_2=10$ kΩ.

Din (6.5) se obţine

$$\frac{V_o}{V_s} = A = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1}{1 + \dfrac{1}{a}\left[1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right]} .$$

Pentru cele două valori ale câştigului a rezultă:

$$a=10^4 \qquad A = -10\left[\frac{1}{1 + \dfrac{11}{10^4}}\right] = -9{,}9890 ,$$

$$a=10^5 \qquad A = -10\left(\frac{1}{1+\frac{11}{10^5}}\right) = -9{,}99890 .$$

■

Valoarea mare a câştigului amplificatoarelor operaţionale permite realizarea unei analize aproximative a circuitelor de tipul aceluia din fig. 6.3*a* prin utilizarea *condiţiei de punct de sumare*[1]. Dacă amplificatorul operaţional este conectat într-un circuit cu reacţie negativă şi dacă valoarea câştigului său este foarte mare, atunci pentru o valoare finită a tensiunii de la ieşire, tensiunea de la intrare trebuie să fie practic nulă, deoarece

$$V_i = -\frac{V_o}{a} . \tag{6.7}$$

Rezultă că în analiza unor astfel de circuite se va putea presupune a priori că tensiunea de la intrarea amplificatorului operaţional este nulă. În această discuţie s-a făcut şi presupunerea implicită că reacţia este negativă şi că circuitul are un punct de funcţionare *stabil* în care relaţia 6.7 este aplicabilă. Presupunerea $V_i=0$ se numeşte *condiţia de punct de sumare.*

O altă condiţie este aceea că la intrarea amplificatorului operaţional curentul este nul, deoarece dacă $V_i=0$ căderea de tensiune pe rezistenţa de intrare este nulă. Condiţia de punct de sumare permite o înţelegere mult mai intuitivă a funcţionării configuraţiei de amplificator inversor din fig. 6.3*a*. Într-adevăr, deoarece potenţialul intrării inversoare este forţat să fie egal cu potenţialul masei, rezistorul R_1 este utilizat pentru convertirea tensiunii V_s într-un curent de intrare având valoarea V_s/R_1. Cum acest curent nu se poate închide prin intrările amplificatorului operaţional, rezultă că el va curge prin rezistorul R_2 determinând la bornele sale o cădere de tensiune V_sR_2/R_1. De observat că rezistenţa de intrare a întregului circuit văzută de V_s este chiar R_1, deoarece intrarea inversoare are potenţialul masei. Intrarea inversoare a amplificatorului operaţional este denumită uneori şi masă „virtuală" ca urmare a faptului că potenţialul ei este forţat de reacţia negativă să fie egal cu cel al masei.

Amplificatorul neinversor. Schema circuitului neinversor este prezentată în fig. 6.3*b*.[1,2,3] Utilizând condiţia de punct de sumare, condiţia ca $I_i=0$ şi relaţia

$$V_x = V_o\frac{R_1}{R_1+R_2} \tag{6.8}$$

rezultă $V_s=V_x$, deoarece $V_i=0$. Relaţia 6.8 se rescrie sub forma:

$$V_o = V_s\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) . \tag{6.9}$$

Spre deosebire de cazul amplificatorului inversor, acest circuit are, ca o consecinţă a tipului de reacţie utilizat (vezi *Capitolul 8*), o impedanţă de intrare foarte mare. De observat, de asemenea, ca o deosebire faţă de configuraţia de inversor, că prin conectarea ca neinversor tensiunea de intrare de mod comun a amplificatorului operaţional devine egală cu V_s. Un caz particular important al acestei conexiuni îl constituie repetorul de tensiune, pentru care $R_2=0$ şi $R_1=\infty$, obţinându-se astfel un câştig unitar. Schema de repetor este prezentată în fig. 6.3*c*.

Amplificatorul diferenţial. Amplificatorul diferenţial este utilizat pentru a amplifica *diferenţa* între două tensiuni. Circuitul este prezentat în fig. 6.4.[1,2] Pentru acest circuit $I_{i1}=0$

deci rezistoarele R_1 şi R_2 formează un divizor de tensiune care lucrează în gol. Ca urmare tensiunea V_x va fi egală cu:

$$V_x = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \; . \tag{6.10}$$

Din condiţia de punct de sumare, $V_i=0$, rezultă că $V_x = V_y$. Expresia curentului I_1 va fi deci

$$I_1 = \frac{V_2 - V_y}{R_1} = I_2 \; . \tag{6.11}$$

Tensiunea de ieşire este dată de

$$V_o = V_y - I_2 R_2 \; . \tag{6.12}$$

Înlocuind (6.10) şi (6.11) în (6.12) şi folosind egalitatea $V_x = V_y$ se obţine relaţia

$$V_o = V_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{V_2 - V_1 \dfrac{R_2}{R_1 + R_2}}{R_1} R_2 \; . \tag{6.13}$$

care prin rearanjare conduce la următoarea expresie:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_1 - V_2) \; . \tag{6.14}$$

Rezultă că circuitul amplifică *diferenţa* $(V_1 - V_2)$ a tensiunilor de intrare. De obicei amplificatoarele diferenţiale sunt folosite pentru a pune în evidenţă şi a amplifica diferenţe mici între două tensiuni de valori relativ mari. O aplicaţie tipică este, de exemplu, măsurarea tensiunii din diagonala de măsură a unei punţi Wheatstone. Se observă că, la fel ca şi în cazul conexiunii neinversoare, amplificatorul operaţional din fig. 6.4 suportă o tensiune de mod comun care, pentru $R_2 \gg R_1$, este aproape egală cu tensiunea de mod comun aplicată pe intrările circuitului.

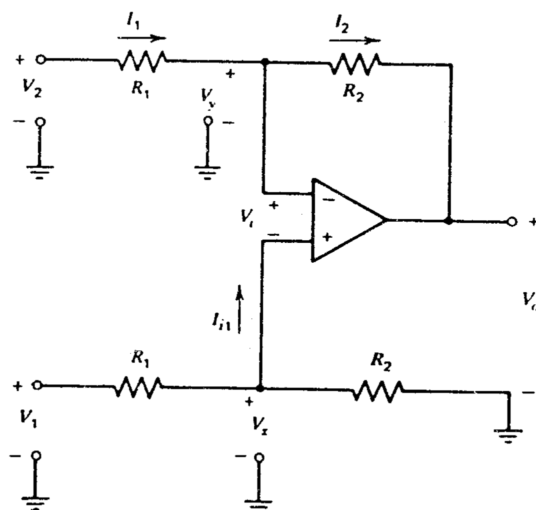


Fig. 6.4 Configuraţia de amplificator diferenţial.

Operaţii analogice neliniare. Amplificatoarele operaţionale se pot utiliza pentru a realiza o prelucrare neliniară a unui sau mai multor semnale analogice prin includerea în bucla de reacţie a unor elemente neliniare. Un exemplu de astfel de aplicaţie îl constituie amplificatorul logaritmic prezentat în fig. 6.5. Amplificatoarele logaritmice găsesc o largă aplicaţie în sistemele de măsurare în care trebuie puse în evidenţă şi înregistrate semnale cu o gamă dinamică foarte largă.

Modul de funcţionarea al acestui circuit se poate inţelege aplicând şi în acest caz condiţia de punct de sumare. Deoarece tensiunea de intrare a amplificatorului operaţional trebuie să fie nulă rezistorul R serveşte pentru a converti tensiunea de la intrare într-un curent. Un curent de valoare egală trebuie să treacă prin colectorul tranzistorului: circuitul forţează deci valoarea curentului de colector, valoare care este proporţională cu tensiunea de la intrare. Deoarece tensiunea bază-emitor a unui tranzistor bipolar în regiunea activă directă depinde logaritmic de curentul de colector, se va obţine o caracteristică de transfer logaritmică:

$$I_1 = \frac{V_s}{R} = I_c = I_S \left[\exp \frac{V_{be}}{V_T} - 1 \right] \approx I_S \exp \frac{V_{be}}{V_T} \, , \tag{6.15}$$

$$V \approx -V_{be} \, , \tag{6.16}$$

$$V_o = -V_T \ln \frac{V_s}{I_S R} \, . \tag{6.17}$$

Amplificatorul logaritmic constituie numai unul din exemplele din marea varietate de aplicaţii ale amplificatoarelor operaţionale în care, pentru a se obţine o caracteristică de transfer neliniară, se utilizează un element neliniar în bucla de reacţie. De exemplu cu două amplificatoare logaritmice se obţin logaritmii a două semnale diferite, care se adună, iar apoi rezultatul adunării se aplică unui convertor exponenţial (acest convertor se poate realiza folosind configuraţia de amplificator inversor în care rezistenţa R_1 se înlocuieşte cu o diodă). Se obţine astfel un multiplicator analogic (acest multiplicator se va discuta în detaliu în *Capitolul 10*). În mod similar se pot realiza şi alte funcţii neliniare cum ar fi, de exemplu: limitare, redresare, detecţie de vârf, extragerea rădăcinii, ridicare la pătrat, ridicare la o putere arbitrară şi împărţire.

Integrator, derivator. Circuitele de integrare şi derivare, prezentate în fig. 6.6, constituie exemple de utilizare a amplificatoarelor operaţionale în care — pentru realizarea răspunsului dorit în frecvenţă sau în timp[1,2] — în reţeaua de reacţie se folosesc elemente reactive.

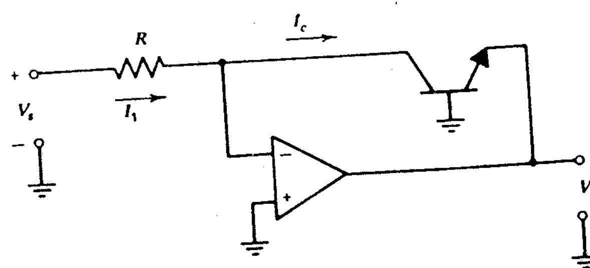


Fig. 6.5 Configuraţia de amplificator logaritmic.

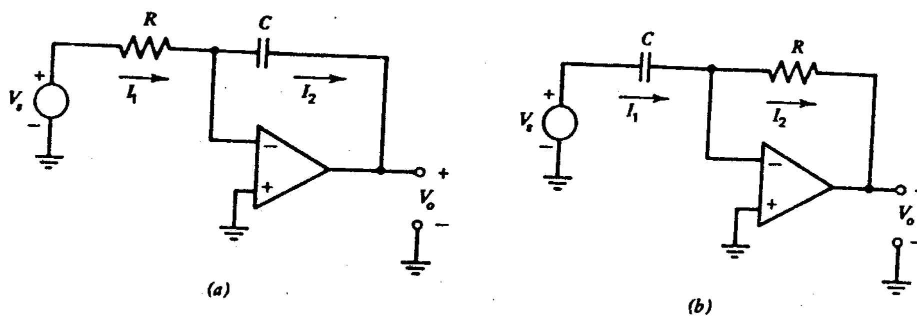


Fig. 6.6 Configuraţia de integrator (*a*) şi de derivator (*b*).

În cazul integratorului rezistorul R este utilizat pentru a se obţine un curent I_1 propor-ţional cu tensiunea de la intrare. Acest curent se închide prin capacitorul C, a cărui tensiune la borne este proporţională cu integrala în timp a curentului I_1. Deoarece tensiunea de la ieşire este egală şi de semn contrar cu tensiunea pe capacitor, rezultă că la ieşire se obţine un semnal proporţional cu integrala în timp a semnalului de la intrare. Relaţiile corespunzătoare sunt:

$$I_1 = \frac{V_s}{R} = I_2\ , \tag{6.18}$$

$$V_o = -\frac{1}{C}\int_0^t I_2 \mathrm{d}t + V_o(0)\ . \tag{6.19}$$

Din (6.18) şi (6.19) se obţine

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC}\int_0^t V_s(t)\mathrm{d}t + V_o(0)\ . \tag{6.20}$$

Caracteristicile amplificatorului operaţional real limitează gama de variaţie a tensiunii V_o şi a vitezei de variaţie a tensiunilor V_o şi V_s pentru care se mai menţine valabilitatea relaţiei 6.20. În cazul derivatorului capacitorul C este conectat între intrare şi masa virtuală. Curentul prin capacitor este proporţional cu derivata în raport cu timpul a tensiunii de la bornele sale, tensiune egală cu tensiunea de la intrare. Acest curent se închide prin rezistenţa de reacţie, R, producând la ieşire o tensiune proporţională cu derivata tensiunii de la intrare:

$$I_1 = C\frac{\mathrm{d}V_s}{\mathrm{d}t} = I_2\ , \tag{6.21}$$

$$V_o = -RI_2 = -RC\frac{\mathrm{d}V_s}{\mathrm{d}t}\ . \tag{6.22}$$

Integratorul cu capacitoare comutate. În multe cazuri performanţele cerute amplificatoarelor operaţionale care fac parte dintr-un subsistem monolitic analogic sunt mult diferite de acelea cerute amplificatoarelor operaţionale care sunt utilizate drept componente de sine stătătoare. Probabil că diferenţa cea mai importantă constă în aceea că pentru multe din amplificatoarele operaţionale care fac parte dintr-un subsistem monolitic sarcina pe care lucrează este

bine definită fiind adeseori pur capacitivă, având valori de ordinul câtorva pF. Pe de altă parte amplificatoarele operaţionale de uz general care sunt utilizate drept componente de sine stătătoare trebuie proiectate astfel încât să ofere un nivel de performanţe care să fie independent de o încărcare capacitivă de până la câteva sute de pF şi de o încărcare rezistivă de până la 2 kΩ. Într-un subsistem monolitic analogic numai câteva din amplificatoare trebuie să trimită semnalul în afara cipului, acolo unde sarcinile capacitive şi rezistive sunt semnificative şi variabile. Aceste amplificatoare vor fi denumite *buffere de ieşire* iar amplificatoarele a căror ieşire nu merge în afara cipului *amplificatoare interioare.*

În fig. 6.7*a* este prezentat în forma sa cea mai simplă integratorul cu capacitoare comutate care constituie o aplicaţie tipică pentru un amplificator operaţional interior. Acest circuit este mult utilizat ca bloc de bază în filtrele monolitice cu capacitoare comutate datorită faptului că răspunsul în frecvenţă al integratorului este insensibil faţă de prezenţa diverselor capacităţi parazite existente la ambele terminale ale capacitoarelor monolitice folosite în circuit. Origina acestor elemente parazite a fost discutată în *Secţiunea 2.10.12.* Un alt motiv pentru utilizarea lor extensivă îl constituie faptul că prin folosirea ca element de bază a unui integrator sinteza unei anumite caracteristici de frecvenţă a filtrului este relativ directă. În această secţiune vom analiza răspunsul în frecvenţă al integratorului cu capacitoare comutate.

Integratorul cu capacitoare comutate se compune din: un amplificator operaţional, un capacitor de integrare, un capacitor de eşantionare şi din patru comutatoare realizate cu tranzistoare MOS. Comutatoarele sunt comandate de semnalele de ceas ale căror forme de undă sunt indicate în fig. 6.7*a*. Capacitatea de sarcină indicată este dată de capacitoarele de eşantionare ale integratoarelor următoare plus oricare alte capacităţi parazite care pot fi prezente.

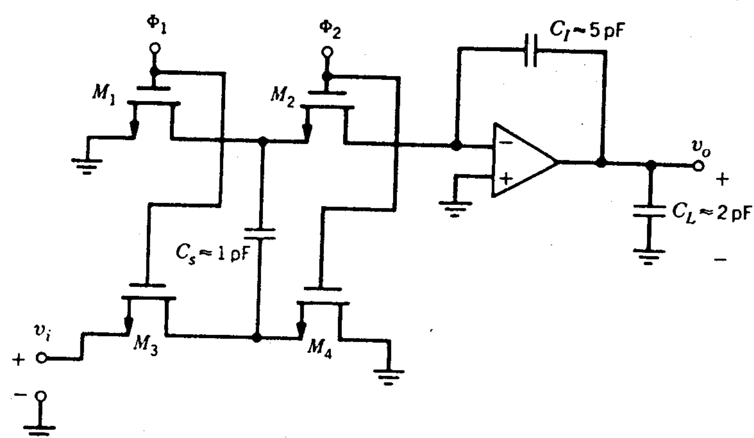
În intervalul de timp în care semnalul de ceas ϕ_1 se află în starea cu nivel ridicat (H) tranzistoarele M_1 şi M_3 funcţionează în regiunea de triodă şi servesc la încărcarea capacitorului de eşantionare la o tensiune egală cu tensiunea semnalului de intrare. În continuare semnalul de ceas ϕ_1 trece în starea cu nivel coborât (L) iar semnalul de ceas ϕ_2 în starea H. Ca urmare tranzistoarele M_2 şi M_4 se deschid, capacitorul de eşantionare fiind astfel conectat între nodul de sumare al amplificatorului şi masă. Modificarea potenţialului nodului de sumare face ca ieşirea amplificatorului operaţional să evolueze astfel încât să aducă înapoi la zero potenţialul nodului de sumare. În urma acestui proces sarcina care a fost stocată în capacitorul C_S este transferată capacitorului de integrare C_I, deoarece după epuizarea regimului tranzitoriu tensiunea pe capacitorul C_S este adusă la zero. Această sarcină se adaugă celei deja existente în capacitorul de integrare. Deci, după parcurgerea unui ciclu complet al semnalului de ceas (vezi fig. 6.7*a*) modificarea tensiunii de la ieşirea integratorului este proporţională cu valoarea semnalului de la intrare şi cu valoarea raportului celor două capacităţi.

Dată fiind importanţa integratorului cu capacităţi comutate, ca o aplicaţie a amplificatoarelor operaţionale MOS, în continuare vom analiza răspunsul în frecvenţă al circuitului din fig. 6.7*a*.

Începem prin a defini sfârşitul intervalului în care semnalul de ceas ϕ_1 este în starea H drept momentul n; în acest moment comutatoarele M_1 şi M_3 se închid şi se achiziţionează un eşantion al semnalului de intrare.

Momentul $(n+1)$ este definit ca fiind punctul corespunzător pe următorul ciclu al semnalului de ceas. Funcţionarea integratorului se exprimă prin relaţia care există între tensiunile de intrare şi ieşire în aceste două momente:

$$v_{o(n-1)} = v_{o(n)} + \left[\frac{C_S}{C_I}\right] v_{i(n)} \,. \tag{6.23}$$



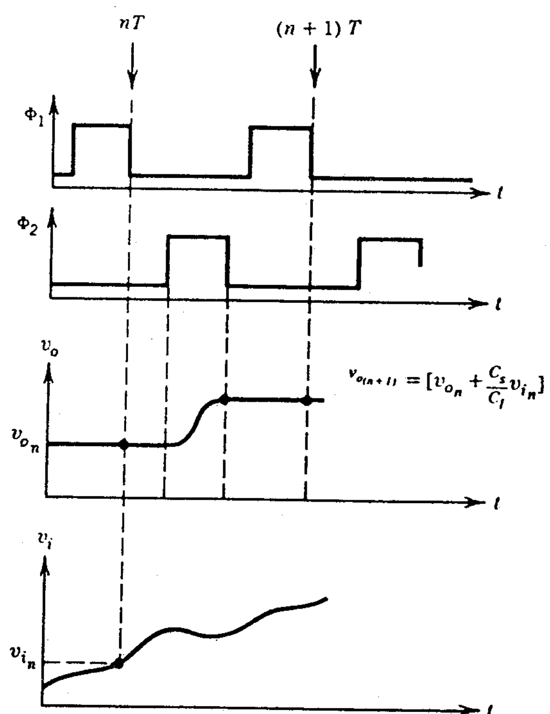


Fig. 6.7*a*. Integratorul cu capacităţi comutate constituie o aplicaţie tipică a amplificatorului operaţional MOS interior. Atunci când tensiunea semnalului de ceas ϕ este în starea cu nivel coborât tranzistoarele MOS corespunzătoare sunt blocate.

Această relaţie ne permite să determinăm răspunsul în frecvenţă al integratorului deoarece operaţia de întârziere a unui semnal în domeniul timp cu o perioadă, T, a semnalului de ceas este echivalentă cu multiplicarea cu factorul $e^{-j\omega T}$ în domeniul frecvenţă. Deci

$$v_o(j\omega) = v_o(j\omega)e^{-j\omega T} + \left[\frac{C_S}{C_I}\right] v_i(j\omega)e^{-j\omega T} \tag{6.24}$$

din care rezultă răspunsul în frecvenţă al integratorului:

$$\frac{v_o}{v_i}(j\omega) = -\frac{C_S}{C_I}\left[\frac{1}{1-e^{j\omega T}}\right] . \tag{6.25}$$

Folosind identitatea

$$\sin\omega = \frac{1}{2j}(e^{j\omega} - e^{-j\omega})$$

relaţia 6.25 devine:

$$\frac{v_o}{v_i}(j\omega) = \frac{1}{\frac{j\omega}{\omega_o}}\left[\frac{\omega T/2}{\sin\omega T/2}e^{-j\omega T/2}\right] \tag{6.26}$$

unde

$$\omega_o = \frac{fC_S}{C_I} \tag{6.27}$$

în care f este frecvenţa ceasului, egală cu $1/T$.

Pentru valori ale frecvenţei care sunt mult mai mici decât frecvenţa ceasului mărimea ωT este mult mai mică ca unitatea şi factorul cuprins în paranteze în (6.26) ajunge egal cu unitatea. Factorul care rămâne este răspunsul în frecvenţă al unui integrator analogic, adică de fapt ceea ce s-a dorit. În realizările practice trebuie însă luate în considerare adeseori defazajul suplimentar şi eroarea dată de valoarea neunitară a modulului corespunzătoare factorului cuprins în paranteze în relaţia 6.26. Totuşi, în principiu, circuitul poate fi privit ca realizând o integrare analogică a semnalului. Se observă că constanta de timp a a integratorului este identică cu aceea care s-ar obţine prin înlocuirea capacitorului de eşantionare şi a comutatoarelor cu un rezistor având valoarea $1/fC_S$. Această echivalenţă este ilustrată în fig. 6.7*b*.

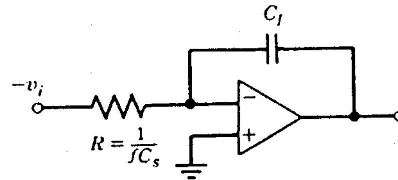


Fig. 6.7*b* Echivalentul analogic al integratorului cu capacitoare comutate pentru valori ale frecvenţei mult mai mici decât frecvenţa de ceas.

O cerinţă esenţială pentru amplificatorul operaţional din fig. 6.7*a* este ca valoarea curenţilor de polarizare ai intrărilor să fie exterm de mică pentru a nu se pierde nimic din sarcina din capacitoarele comutate. Rezultă că această aplicaţie se potriveşte în mod ideal amplificatoarelor operaţionale care utilizează tranzistoare MOS în etajul de intrare.

6.2 ABATERI DE LA MODELUL IDEAL ÎN AMPLIFICATOARELE OPERAŢIONALE REALE

Amplificatoarele operaţionale reale se abat semnificativ de la modelul ideal. Efectele principale date de aceste abateri constau în limitarea gamei de frecvenţă a semnalelor care pot fi amplificate cu fidelitate, în fixarea unei limite inferioare pentru mărimea semnalelor de curent continuu care pot fi prelucrate şi a unei limite superioare pentru valoarea impedanţei elementelor pasive utilizate în reţeaua de reacţie a amplificatorului. Ceea ce urmează este o trecere în revistă a celor mai importante abateri de la modelul ideal şi a efectelor lor în aplicaţii.

Curentul de polarizare al intrărilor. Majoritatea amplificatoarelor operaţionale monolitice au etajul de intrare realizat cu tranzistoare bipolare, ca de exemplu în fig. 6.8. În această schemă Q_1 şi Q_2 sunt tranzistoarele de intrare ale amplificatorului. Curenţii de bază ai tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 intră în intrările amplificatorului operaţional, fiecare din ei fiind denumit curent de polarizare al intrării. Prezenţa acestor curenţi violează presupunerea, făcută în analiza bazată pe condiţia de punct de sumare, că valoarea curenţilor în intrările amplificatorului este nulă. Valorile tipice ale curenţilor de polarizare sunt de 10—100 nA pentru un etaj de intrare realizat cu tranzistoare bipolare, de 1—10 pA pentru un etaj de intrare cu TEC şi mai mici de 0,001 pA pentru un etaj de intrare cu TECMOS. În amplificatoarele de curent continuu inversoare, neinversoare şi diferenţiale curenţii de polarizare produc căderi de tensiune, nedorite, pe rezistoarele care formează reţeaua de reacţie; ca urmare, chiar atunci când tensiunea de la intrare este nulă, la ieşire va apărea o tensiune mică reziduală. În cazul integratoarelor curentul de polarizare a intrării nu poate fi deosebit de curentul de semnal, care urmează să fie integrat; ca urmare tensiunea de la ieşire va varia cu o viteză constantă, chiar dacă semnalul de la intrare este zero. Dacă curenţii de polarizare ai intrărilor ar fi egali efectele lor s-ar putea anula reciproc incluzând un rezistor de compensare în serie cu una din intrări astfel încât ambelor intrări să li se prezinte aceeaşi impedanţă. De exemplu, amplificatorul diferenţial din fig. 6.4 este insensibil la curentul de polarizare atât timp cât curenţii de polarizare ai intrărilor amplificatorului sunt egali. O problemă mult mai serioasă pune însă neîmperecherea aleatoare a curenţilor de intrare.

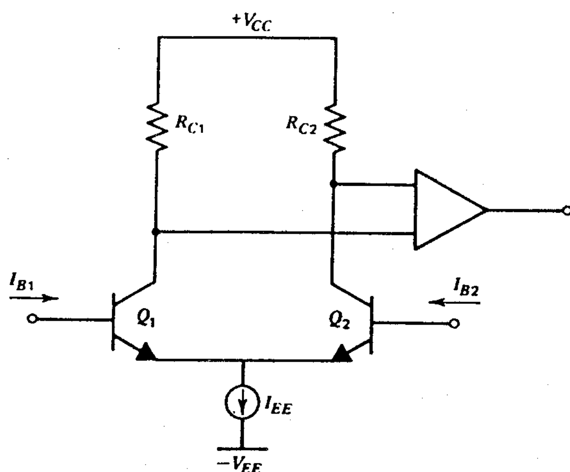


Fig. 6.8 Etaj tipic de intrare de amplificator operaţional.

Curentul de ofset la intrare. Pentru perechea cu cuplaj în emitoare, cei doi curenţi de polarizare ai intrărilor vor fi egali numai dacă cele două tranzistoare vor avea acelaşi câştig în curent, β. Tranzistoare cu geometrie identică, realizate pe acelaşi cip de circuit integrat prezintă tipic o neîmperechere în β descrisă de o distribuţie normală având o deviaţie standard de aproximativ 5 % din valoarea medie. Această neîmperechere a celor doi curenţi este aleatoare,

fiind diferită de la un cip la altul; ca urmare ea nu poate fi compensată printr-un rezistor de valoare fixă. Acest aspect al funcționării circuitului este caracterizat de curentul de ofset la intrare, I_{OS}, definit de

$$I_{OS} = I_{B1} - I_{B2} \,. \tag{6.28}$$

Curentul de polarizare al intrărilor se definește ca fiind media celor doi curenți de la intrare:

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \,. \tag{6.29}$$

Tensiunea de ofset la intrare. După cum s-a discutat în *Capitolul 3*, neîmperecherile determină o tensiune de ofset nenulă la intrarea amplificatorului. Tensiunea de ofset la intrare este tensiunea de intrare diferențială care trebuie aplicată pentru a aduce ieșirea la zero. Pentru amplificatoarele operaționale a căror tensiune de ofset nu a fost ajustată la nivel de plachetă valorile tipice ale tensiunii de ofset sunt cuprinse în gama 0,1—0,2 mV în cazul etajelor de intra re realizate cu tranzistoare bipolare și în gama 1—20 mV în cazul celor realizate cu TEC. În majoritatea cazurilor tensiunea de ofset poate fi adusă la zero cu ajutorul unui potențiometru exterior amplificatorului (operație denumită „reglajul ofsetului"). Tensiunea de ofset la intrare este dependentă de temperatură. Trebuie observat că ajustarea la zero a tensiunii de ofset nu îi anulează în mod necesar și driftul. Tensiunea de ofset și driftul său impun în amplificatoarele de curent continuu limita inferioară a tensiunii continue care mai poate fi încă amplificată.

Raportul de rejecție a modului comun (CMRR*). CMRR al unui amplificator operațional este definit (vezi *Capitolul 3*) ca raportul dintre câștigul de mod diferențial și câștigul de mod comun. Din punct de vedere al aplicațiilor o caracterizare mult mai semnificativă este aceea care interpretează CMRR ca variația tensiunii de ofset la intrare care rezultă pentru o variație a tensiunii de mod comun egală cu unitatea. Să presupunem, de exemplu, că aplicăm la intrarea amplificatorului o tensiune de mod comun nulă, iar apoi o tensiune diferențială de curent continuu astfel încât ieșirea să fie adusă la zero. Această tensiune diferențială de curent continuu este chiar tensiunea de ofset la intrare. Dacă ținem acum constantă tensiunea diferențială aplicată la intrare și creștem tensiunea de mod comun de la intrare cu ΔV_{ic}, tensiunea de la ieșire se va modifica cu ΔV_o:

$$\Delta V_o = A_c \Delta V_{ic} \,. \tag{6.30}$$

Pentru a aduce ieșirea înapoi în zero, este necesar să modificăm tensiunea diferențială de la intrare cu ΔV_{id}:

$$\Delta V_{id} = \frac{\Delta V_o}{A_d} = \frac{A_c \Delta V_{ic}}{A_d} \,. \tag{6.31}$$

Rezultă că putem interpreta efectul dat de valoarea finită a CMRR prin variația tensiunii de ofset la intrare care are loc ori de câte ori se modifică tensiunea de mod comun de la intrare.

Prin utilizarea relațiilor 3.131 și 6.31 se obține:

$$\mathrm{CMRR} = \left|\frac{A_d}{A_c}\right| = \left(\left.\frac{\Delta V_{id}}{\Delta V_{ic}}\right|_{V_o=0}\right)^{-1} = \left(\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta V_{ic}}\right)^{-1} \approx \left(\left.\frac{\partial V_{OS}}{\partial V_{ic}}\right|_{V_o=0}\right)^{-1} \tag{6.32}$$

---

* Notația CMMR, utilizată curent și în românește, provine din inițialele cuvintelor din limba engleză *Common Mode Rejection Ratio* (n.t.).

Această expresie a fost folosită în *Capitolul 4* pentru a se obţine relaţia 4.132. În circuitele de tipul amplificatorului diferenţial din fig. 6.8 prezenţa tensiunii de intrare de mod comun se poate echivala cu o tensiune de ofset, obţinându-se astfel la ieşire o tensiune care nu poate fi separată de aceea dată de semnalul util.

De exemplu, pentru un raport de rejecţie a modului comun de 10^4 (sau 80 dB) expresia 6.32 arată că o tensiune de mod comun de 10 V va produce o variaţie de 1 mV a tensiunii de ofset de la intrare.

Rezistenţa de intrare. Valoarea tipică a rezistenţei de intrare pentru amplificatoarele operaţionale care au etajele de intrare realizate cu tranzistoare bipolare este de 100 kΩ—1MΩ. În mod obişnuit, câştigul în tensiune este suficient de mare, astfel încât rezistenţa de intrare exercită un efect neînsemnat asupra comportării circuitului în condiţiile în care există reacţie (bucla de reacţie este închisă). Amplificatoarele operaţionale care au etajele de intrare realizate cu TEC au o rezistenţă de intrare practic infinită.

Rezistenţa de ieşire. Datorită limitărilor determinate de circuit, rezistenţa de ieşire a amplificatoarelor operaţionale de uz general este de ordinul a 40—100 Ω. Ca şi în cazul rezistenţei de intrare, rezistenţa de ieşire nu afectează în mod semnificativ funcţionarea cu bucla închisă cu excepţia cazului în care amplificatorul lucrează pe sarcini capacitive mari (apar probleme de stabilitate) şi a cazului amplificatoarelor operaţionale de putere care lucrează pe rezistenţe de sarcină de valoare mică.

Răspunsul în frecvenţă. Câştigul în tensiune al unui amplificator operaţional scade la frecvenţe înalte, din cauza capacităţilor asociate joncţiunilor şi a elementelor determinate de stocarea purtătorilor minoritari în dispozitivele care alcătuiesc amplificatorul. Scăderea câştigului poate fi accentuată prin adăugarea de capacităţi suplimentare — denumite capacităţi de compensare — asigurându-se astfel că circuitul nu oscilează (vezi *Capitolul 9*). Un parametru care caracterizează răspunsul în frecvenţă al unul amplificator operaţional este banda la câştig unitar, definită drept frecvenţa la care câştigul cu bucla deschisă este egal cu unitatea. Pentru amplificatoarele de uz general această frecvenţă se plasează în gama 1—100 MHz. Răspunsul în frecvenţă se va discuta în detaliu în *Capitolele 7* şi *9*.

Un al doilea aspect al comportării amplificatorului operaţional la înaltă frecvenţă este dat de viteza maximă de variaţie a tensiunii de la ieşire*. Această limitare este determinată de valoarea finită a curentului disponibil în circuit cu care poate fi încărcată şi descărcată capacitatea de compensare; ea este discutată mult mai pe larg în *Capitolul 9*.

Circuitul echivalent al amplificatorului operaţional. Efectul dat de toate aceste abateri de la modelul ideal asupra funcţionării la joasă frecvenţă a amplificatorului operaţional se pot evalua pentru cazul unei aplicaţii date prin utilizarea circuitului echivalent din fig. 6.9. În această figură cele două surse de curent notate I_B reprezintă valoarea *medie* a curenţilor continui care intră în terminalele de intrare ale amplificatorului. Acest sens al curenţilor I_B este valabil pentru un etaj de intrare realizat cu tranzistoarele *npn*. Pentru un etaj cu tranzistoare *pnp* curenţii I_B ies din terminalele de intrare ale amplificatorului. Sursa de curent notată I_{OS} reprezintă *diferenţa* între curenţii care circulă prin terminalele de intrare ale amplificatorului.

De exemplu, dacă pentru un circuit oarecare curentul intrării neinversoare este de 1 μA iar cel al intrării inversoare de 1,5 μA atunci I_B=1,25 μA şi I_{OS}=0,5 μA.

---

* În româneşte se foloseşte curent denumirea din limba engleză *slew-rate* şi notaţia *SR* (n.t.).

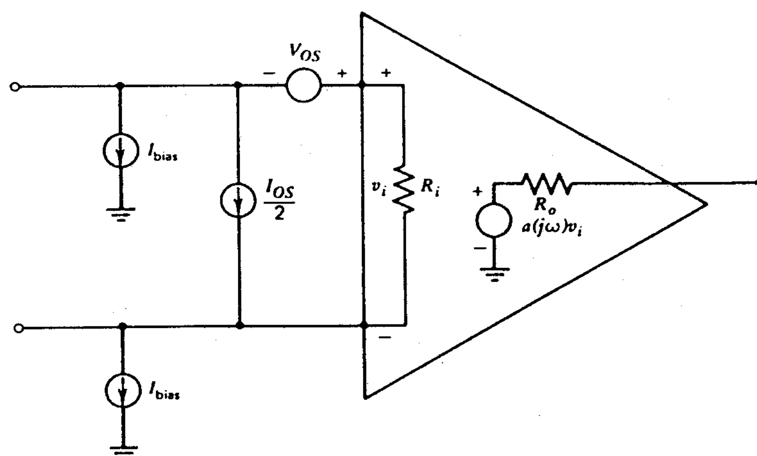


Fig. 6.9 Schema echivalentă a unui amplificator operaţional, care include tensiunea şi curentul de ofset la intrare, curenţii de polarizare ai intrărilor, rezistenţele de intrare şi ieşire şi câştigul finit în tensiune.

6.3 ANALIZA UNOR AMPLIFICATOARE OPERAŢIONALE MONOLITICE

În *Secţiunea 6.1* s-au descris câteva aplicaţii care folosesc amplificatoare operaţionale. În această secţiune se va analiza un amplificator operaţional, 741, larg utilizat. Popularitatea sa îşi are sursa în faptul că este compensat intern (vezi *Capitolul 9*) şi că este un circuit relativ simplu care poate fi făcut să încapă pe un cip cu latura mai mică de 1 mm; câştigul în tensiune este mare; gamele de variaţie a tensiunii de intrare de mod comun şi de mod diferenţial sunt bune. Schema amplificatorului operaţional 741 este prezentată în fig. 6.10*a*[3]. Analiza ei se va desfăşura în trei etape. Se începe cu o discuţie calitativă a funcţionării circuitului. Apoi se va face o analiză de curent continuu pentru a se determina curenţii şi tensiunile din punctul static de funcţionare. Analiza se încheie printr-o discuţie a funcţionării la semnal mic, determinându-se câştigul în tensiune, rezistenţa de intrare şi rezistenţa de ieşire.

Descrierea calitativă a funcţionării circuitului. Schema simplificată, de principiu a amplificatorului 741 este prezentată în fig. 6.10*b*.

Tranzistoarele de intrare Q_1 şi Q_2 lucrează ca repetoare pe emitor, fapt care determină obţinerea unei rezistenţe mari de intrare şi a unei valori mici a curentului de polarizare al intrărilor; ele comandă, în emitoare, perechea diferenţială cu baza comună formată din tranzistoarele *pnp* Q_3 şi Q_4. Tranzistoarele Q_5 şi Q_6 constituie o sarcină activă pentru Q_3 şi Q_4. Aceste şase tranzistoare, luate împreună, îndeplinesc de fapt trei funcţii distincte care trebuie implementate în amplificatorul operaţional monolitic:

(1) Ele asigură o intrare diferenţială care este relativ insensibilă la tensiunile de mod comun, o rezistenţă de intrare mare şi câştig în tensiune. Obţinerea în primul etaj a unui câştig în tensiune este desigur de dorit deoarece zgomotul şi tensiunea de ofset — referite la intrare — date de etajul al doilea şi de etajele următoare se împart prin acest câştig.

(2) Deplasarea nivelului. După cum s-a arătat în *Capitolul 2* tranzistoarele *pnp* care se obţin prin tehnologia standard de circuite integrate au un răspuns în frecvenţă slab; rezultă că pentru realizarea amplificatorului operaţional calea cea mai convenabilă ar fi aceea în care s-ar folosi numai tranzistoare *npn*.

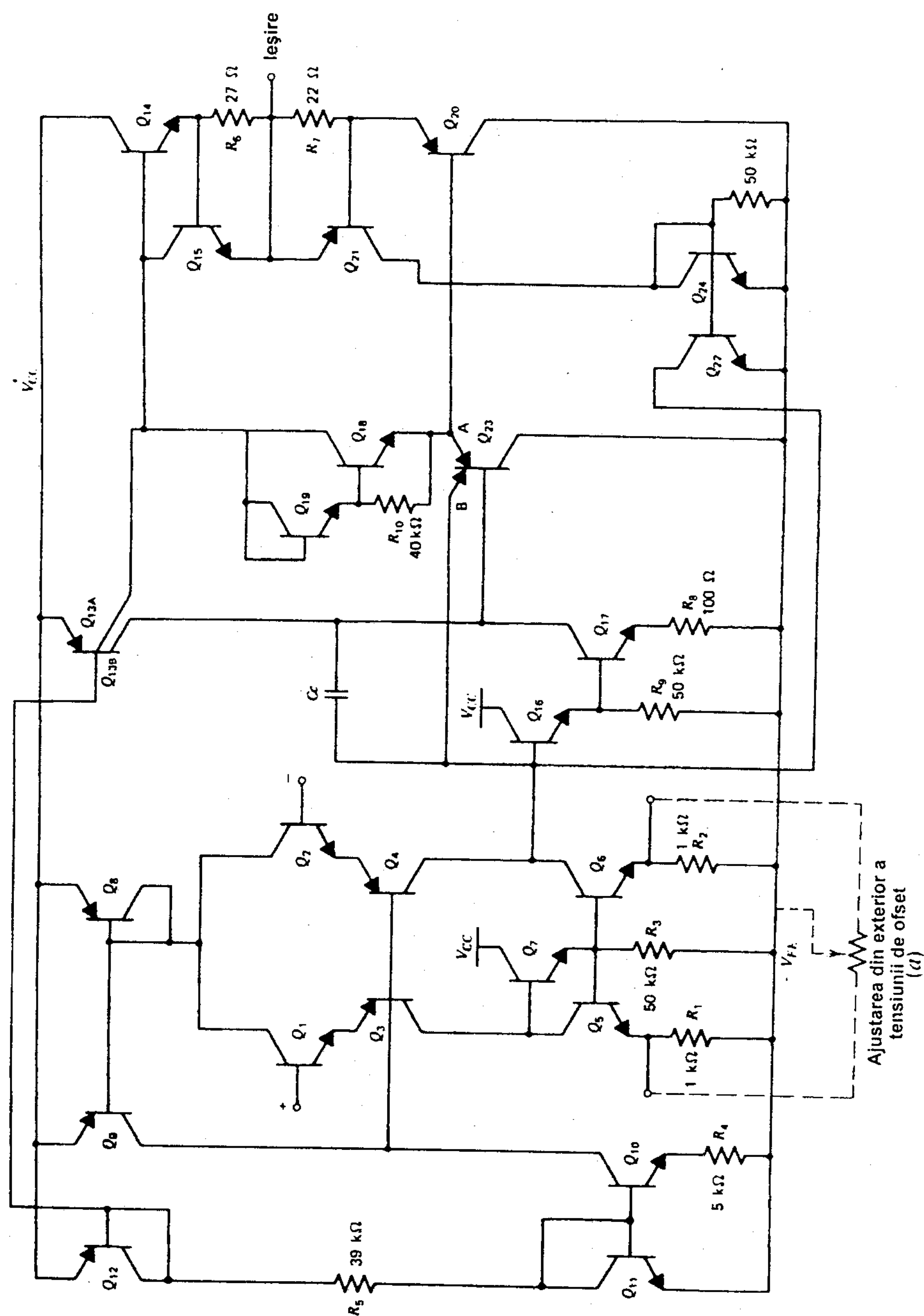


Fig. 6.10a Schema amplificatorului operaţional 741.

Deoarece, odată cu fiecare etaj, nivelul de curent continuu al căii de semnal creşte rezultă că undeva în circuitul amplificatorului acest nivel trebuie să fie coborât spre minus. În amplificatoarele operaţionale de uz general ca, de exemplu, 741 deplasarea nivelului se efectuează prin introducerea în calea de semnal a unui tranzistor *pnp* (în acest sens se observă că în 741 colectoarele tranzistoarelor Q_3 şi Q_4 sunt la un potenţial foarte apropiat de cel al sursei negative de alimentare).

(3) Conversia de la diferenţial la nesimetric. Amplificatoarele operaţionale au intrarea diferenţială şi ieşirea nesimetrică, astfel că în interiorul circuitului trebuie realizată conversia la funcţionarea nesimetrică. O soluţie evidentă ar fi ca *una* din ieşirile perechii cu cuplaj în emitoare să atace direct un circuit nesimetric. Această soluţie conduce la o sensibilitate mare faţă de tensiunea de intrare de mod comun (după cum s-a discutat în *Capitolul 4*) astfel că în mod obişnuit se utilizează un circuit cu sarcină activă (tranzistoarele Q_5 şi Q_6).

Tranzistorul Q_{16} este un repetor pe emitor care reduce efectele date de încărcarea ieşirii etajului cu sarcină activă de către tranzistorul Q_{17} care formează un amplificator cu emitorul comun cu sarcină activă, tranzistorul Q_{13L}. Acest etaj de amplificare asigură o valoare mare a câştigului în tensiune. Q_{23} constituie un alt repetor pe emitor care previne încărcarea ieşirii etajului de câştig mare de către etajul de ieşire. Tranzistoarele Q_{14} şi Q_{20} formează etajul de ieşire în clasă *AB*. Q_{13} este un tranzistor *pnp* lateral multicolector. Geometria sa orizontală este prezentată în fig. 6.11; se observă că inelul colectorului a fost divizat în două părţi, din care una „vede" 3/4, iar cealaltă 1/4 din perimetrul emitorului. Fiecare parte colectează golurile injectate de porţiunea pe care „o vede" a perimetrului emitorului.

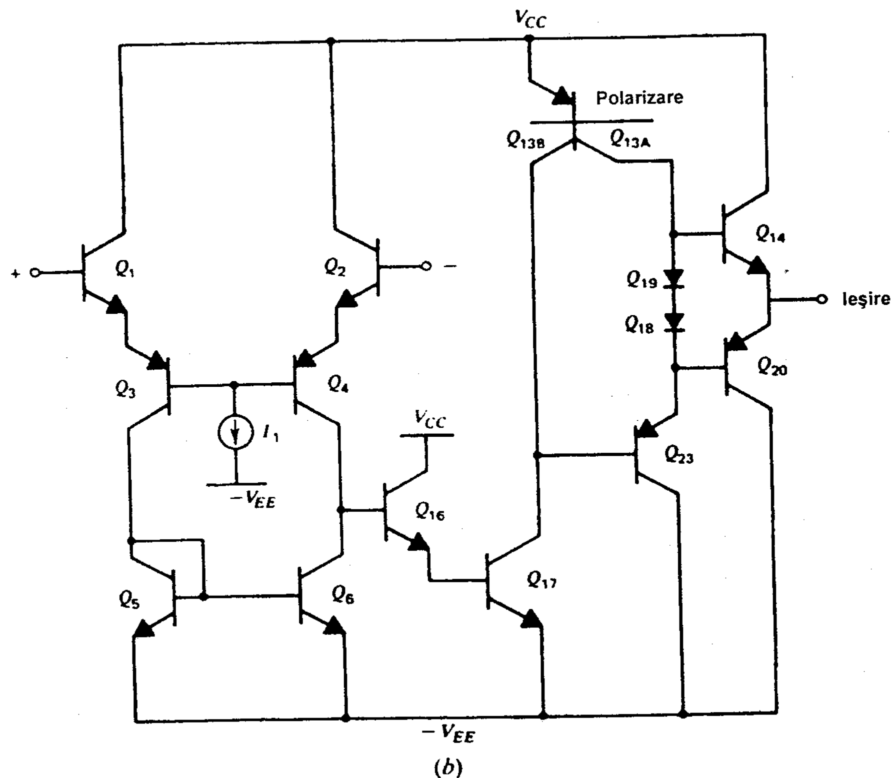


Fig. 6.10*b* Schema simplificată, de principiu, a amplificatorului operaţional 741.

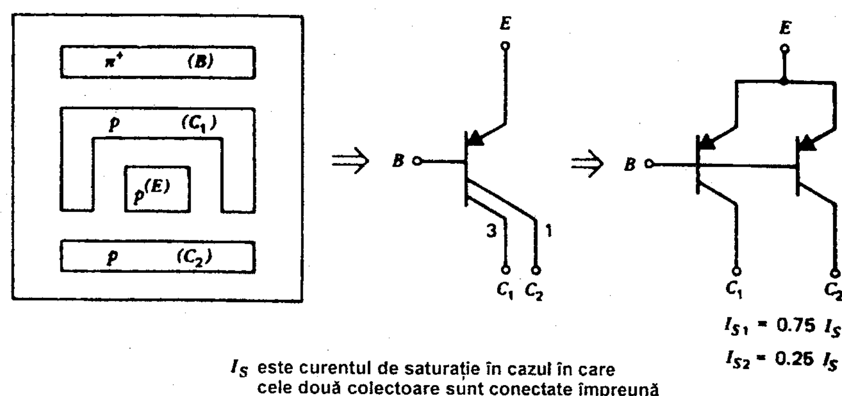


Fig. 6.11 Schema electrică echivalentă a unui tranzistor *pnp* lateral multicolector.

Rezultă că structura este echivalentă cu două tranzistoare *pnp*, care au joncţiunile bază-emitor conectate în paralel şi curenţii I_S egali cu o pătrime, respectiv cu trei pătrimi din cel al tranzistorului *pnp* standard la care colectorul înconjoară complet emitorul. Această echivalenţă este prezentată în fig. 6.11.

6.3.1 Analiza de curent continuu a amplificatorului operaţional 741

Prima etapă în procesul de evaluare a modului de funcţionare al circuitului constă în determinarea curenţilor şi tensiunilor din punctul static de funcţionare pentru fiecare tranzistor din circuit. În cazul circuitelor de tipul amplificatoarelor operaţionale analiza de curent continuu pune o problemă specială din cauza valorii foarte mari a câştigului, specifică acestor circuite. Dacă am începe analiza de curent continuu cu presupunerea că cele două intrări sunt legate la masă şi apoi am încerca să calculăm tensiunea de la ieşire, vom găsi că o variaţie mică a câştigului în curent sau a rezistenţei de ieşire a tranzistoarelor din circuit produce variaţii importante ale valorii calculate a tensiunii de la ieşire; de fapt calculele arată că în mod obişnuit etajul de ieşire nu este în regiunea activă ci este saturat într-o direcţie sau alta. Această situaţie apare efectiv în practică; de exemplu, presupunând un câştig în tensiune de 10^5 rezultă că pentru a duce etajul de ieşire în saturaţie, tensiunea de la intrare fiind nulă, este suficientă o valoare a tensiunii de ofset la intrare de numai 0,1 mV. Ca urmare analiza de curent continuu trebuie să pornească cu presupunerea că circuitul este prins într-o buclă de reacţie care forţează tensiunea de la *ieşire* la o valoare specificată (uzual zero); apoi se vor determina punctele de funcţionare mergând de la ieşire spre intrare. A doua presupunere simplificatoare este aceea că în cazul analizei de curent continuu neglijarea rezistenţei de ieşire a tranzistoarelor nu afectează prea mult valorile curenţilor din punctul static de funcţionare. Această presupunere este rezonabilă; eroarea valorilor calculate este de 10—20%. Pe de altă parte este clar că rezistenţa de ieşire trebuie inclusă în analiza de semnal mic deoarece ea afectează în mod esenţial câştigul etajelor cu sarcină activă.

Începem prin a calcula curenţii surselor de curent de polarizare Q_{10} şi Q_{13AB}; subcircuitul corespunzător este prezentat în fig. 6.12. Neglijând curenţii de bază şi presupunând că toate tranzistoarele sunt în regiunea activă directă se obţine:

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - 2\,V_{BE(on)}}{39\,\mathrm{k\Omega}} = 0{,}73\ \mathrm{mA}$$

relaţie în care s-a considerat $V_{BE(on)} = 0{,}7$ V.

Tranzistoarele Q_{10} și Q_{11} formează o sursă de curent Widlar (vezi *Capitolul 4*). Curentul de ieșire I_1 se găsește rezolvând prin încercări ecuația

$$V_T \ln \frac{I_{ref}}{I_1} = (5\ \text{k}\Omega) I_1 ,$$

obținându-se

$$I_1 = 19\ \mu\text{A} .$$

Curenții I_2 și I_3 sunt egali cu trei pătrimi, respectiv o pătrime din curentul de referință:

$$I_2 = 0{,}55\ \text{mA} ,$$

$$I_3 = 0{,}18\ \text{mA} .$$

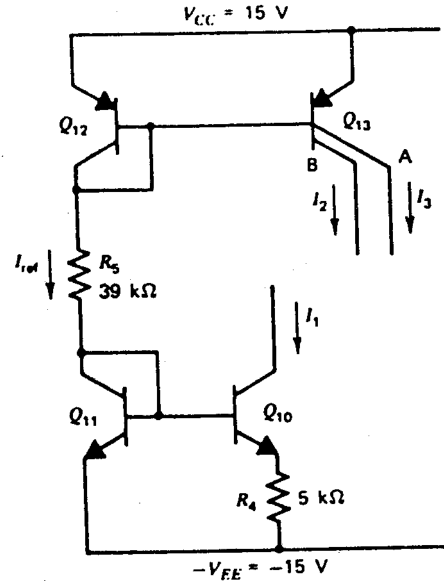


Fig. 6.12 Circuitul de polarizare al amplificatorului operațional 741.

Ținând cont de aceste rezultate schema amplificatorului operațional 741 se reduce la forma simplificată din fig. 6.13.

În continuare vom determina curenții din punctul static pentru etajul de intrare. Subcircuitul corespunzător este indicat în fig. 6.14. În această analiză de punct static de funcționare se vor putea neglija efectele curenților de baza numai pentru tranzistoarele *npn*, deoarece câștigul lor în curent este de ordinul sutelor. Această neglijare nu este însă posibilă pentru tranzistoarele *pnp* deoarece au câștigul în curent mult mai mic.

Curentul de colector al tranzistorului Q_9 se notează I_{C9}. Curentul de colector al tranzistorului Q_8 trebuie să fie egal cu I_{C9}. Curentul I_A va fi dat de suma dintre curentul de colector al tranzistorului Q_8 și curenții de bază ai tranzistoarelor Q_8 și Q_9:

$$I_A = -I_{C9} \left[1 + \frac{2}{\beta_{pnp}} \right] \tag{6.33}$$

Dacă se neglijează curenții de bază ai tranzistoarelor Q_1 și Q_2, atunci pentru curenții de emitor ai tranzistoarelor Q_3 și Q_4 se poate scrie

$$I_{E3}, I_{E4} = \frac{I_A}{2} = -\frac{I_{C9}}{2} \left[1 + \frac{2}{\beta_{pnp}} \right] \tag{6.34}$$

Suma dintre curenții de bază ai tranzistoarelor Q_3, Q_4 și curentul de colector al tranzistorului Q_9 este egală cu curentul de polarizare de 19 μA:

$$19\ \mu\text{A} = -I_{C9} + \frac{I_{E3}}{1 + \beta_{pnp}} + \frac{I_{E4}}{1 + \beta_{pnp}} = -I_{C9} \left[1 + \frac{1 + \frac{2}{\beta_{pnp}}}{1 + \beta_{pnp}} \right] . \tag{6.35}$$

În această relație pentru I_{E3} și I_{E4} s-a folosit expresia 6.34.

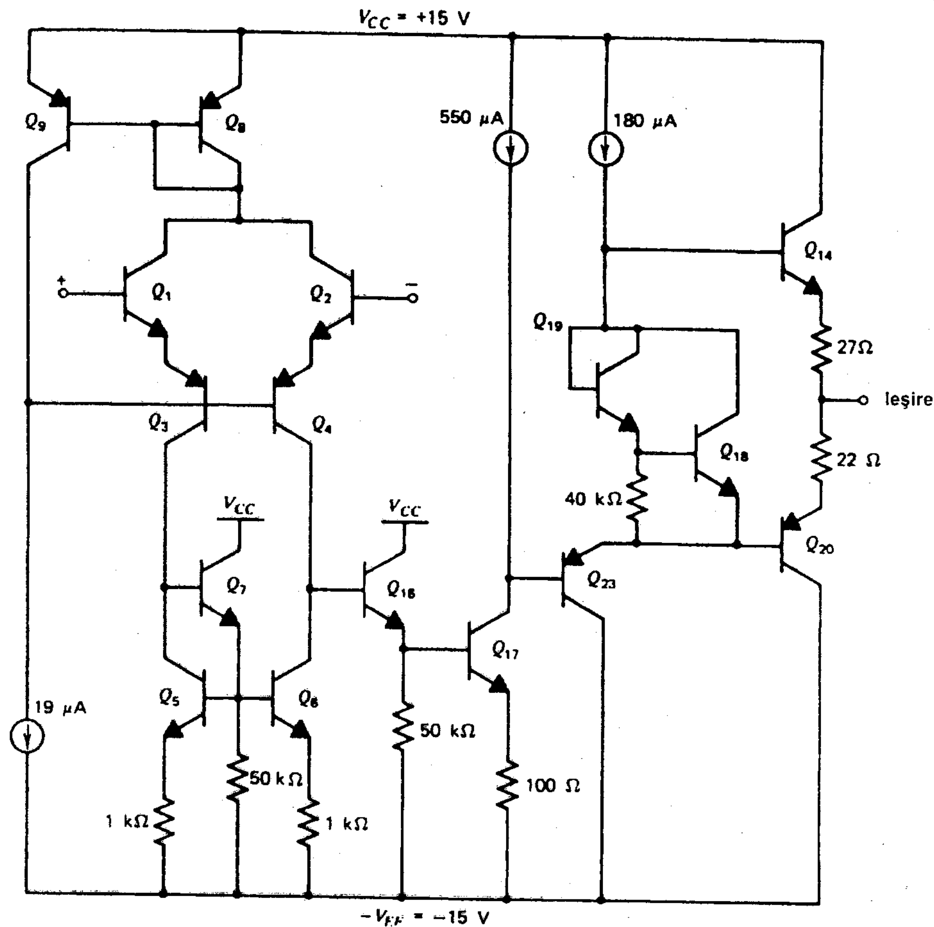


Fig. 6.13 Schema simplificată a amplificatorului 741, cu sursele de curent de polarizare idealizate.

Înlocuind (6.35) în (6.33) se obţine

$$I_A = 19\ \mu\text{A}\,\frac{1+\dfrac{2}{\beta_{pnp}}}{1+\dfrac{1+\dfrac{2}{\beta_{pnp}}}{1+\beta_{pnp}}} \approx 19\ \mu\text{A}\left[1+\frac{1}{\beta_{pnp}}\right]. \tag{6.36}$$

Deci, dacă câştigul în curent al tranzistoarelor *pnp* este rezonabil de mare, tranzistoarele de intrare Q_1 şi Q_2 au curentul egal cu 9,5 μA. De asemenea, valoarea curentului de colector al tranzistoarelor Q_3, Q_4, Q_5, Q_6 va fi de aproximativ 9,6 μA. Bucla de reacţie, de polarizare, formată de tranzistoarele Q_8 şi Q_9, stabilizează curentul static prin fiecare din tranzistoarele de intrare la aproximativ jumătate din curentul de colector al lui Q_{10}. De observat că aceasta este o *buclă de reacţie negativă de mod comun*. Sursa de curent de 19 μA trage spre minus potenţialul de curent continuu al bazelor lui Q_3 şi Q_4 crescând astfel curentul continuu care trece prin Q_3, Q_4, Q_1, Q_2, Q_8 şi Q_9 până când $I_{C9} \approx 19\ \mu$A stabilindu-se astfel echilibrul.

Această buclă de reacţie afectează numai mărimile de mod comun (de polarizare); acţiunea sa nu este simţită de semnalele diferenţiale din circuit deoarece bazele lui Q_3 şi Q_4 şi colectoarele lui Q_1 şi Q_2 sunt la masă din punct de vedere a excitaţiei diferenţiale de curent alternativ.

Curenţii de colector ai tranzistoarelor Q_5 şi Q_6 sunt egali cu cei ai tranzistoarelor Q_3 şi Q_4 (se neglijează curenţii de bază). În continuare se calculează curentul de colector al tranzistorului Q_7. Curentul de emitor al lui Q_7 este compus din curenţii de bază ai lui Q_5 şi Q_6, pe care îi neglijăm, şi din curentul care circulă prin rezistorul de 50 kΩ. Căderea de tensiune pe acest rezistor este egală cu suma tensiunilor bază-emitor ale tranzistoarelor Q_5 şi Q_6 plus căderile de tensiune pe rezistoarele de 1 kΩ plasate în serie cu emitoarele lui Q_5 şi Q_6. Tensiunea bază-emitor, la un curent de colector de 9,5 μA, presupunând un curent I_S de 10^{-14}, este de 537 mV. Căderea de tensiune pe rezistorul de 1 kΩ este de 9,5 mV. Curentul prin rezistorul de 50 kΩ este 547 mV/50 kΩ adică 11 μA. Deci curentul de colector al lui Q_7 este de 11 μA.

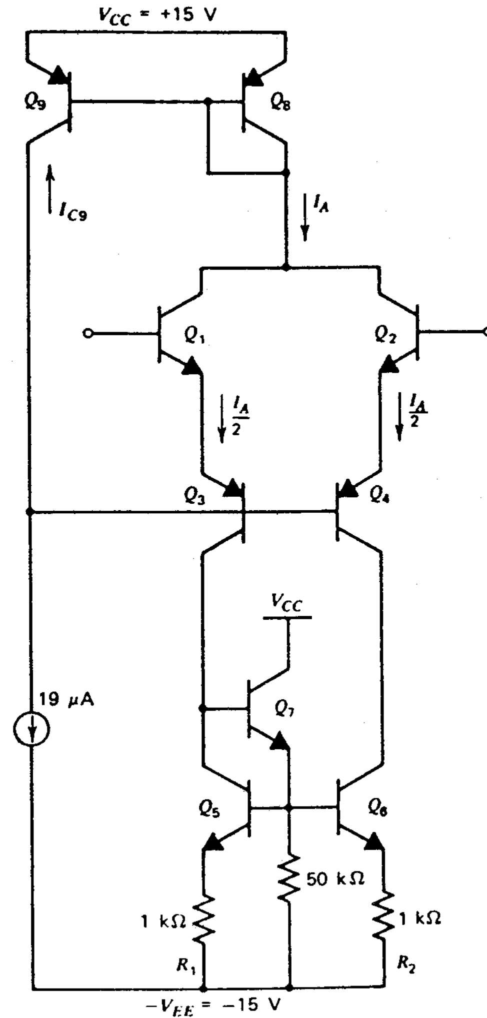


Fig. 6.14 Etajul de intrare al amplificatorului 741 cu sursa de curent de polarizare.

În continuare vom considera tranzistorul Q_{16} (vezi fig. 6.13). Potenţialul bazei lui Q_{17} este dat de suma dintre tensiunea bază-emitor a lui Q_{17}, plus căderea de tensiune pe rezistorul de 100 Ω. Curentul de colector al tranzistorului Q_{17} trebuie să fie egal cu 550 μA, adică valoarea curentului furnizat de sursa de curent Q_{13B}, dacă aşa cum am presupus — tensiunea de la ieşirea amplificatorului este zero. Potenţialul în baza lui Q_{17}, faţă de V^-, este

$$V_{B17} = (550\ \mu\text{A})(100) + V_T \ln \frac{550 \times 10^{-6}}{10^{-14}} = 55\ \text{mV} + 642\ \text{mV}\ , \qquad (6.37)$$

$$V_{B17} = 697\ \text{mV}\ . \qquad (6.38)$$

Curentul de bază al tranzistorului Q_{17}, presupunând un câştig în curent de 250, rezultă egal cu

$$I_{B17} = \frac{550\ \mu\text{A}}{250} = 2{,}2\ \mu\text{A}\ . \qquad (6.39)$$

Deci curentul de colector al tranzistorului Q_{16} este egal cu suma dintre curentul prin rezistorul de 50 kΩ din emitorul său şi curentul de bază al tranzistorului Q_{17}:

$$I_{C16} = \frac{697\ \text{mV}}{50\ \text{k}\Omega} + 2{,}2\ \mu\text{A} = 16\ \mu\text{A}\ . \tag{6.40}$$

Vom considera acum **etajul de ieşire**, prezentat în fig. 6.15, presupunând pentru momentul de faţă că se pot neglija curenţii de bază. În condiţiile acestei neglijări tot curentul dat de sursa de curent de 180 μA se va închide prin tranzistorul Q_{23}. În continuare să determinăm curenţii statici prin tranzistoarele Q_{14}, Q_{18}, Q_{20} şi Q_{19}. Vom presupune că amplificatorul este conectat într-o buclă de reacţie astfel încât tensiunea de la ieşire să fie ţinută la zero şi curentul de ieşire să fie nul; ca urmare curenţii I_{C14} şi I_{C20} vor avea valori aproximative egale. Prima problemă care trebuie rezolvată este calculul tensiunii $V_{\text{polarizare}}$. Curentul de colector al tranzistorului Q_{19} va fi de *aproximativ* 0,6 V/40 kΩ adică 16 μA, dacă se neglijează curentul de bază al tranzistorului Q_{18}. În condiţiile acestei neglijări, curentul de colector al tranzistorului Q_{18} va fi de aproximativ (180 − 15) μA, adică 165 μA. Să presupunem că această neglijare este corectă şi să recalculăm curentul de colector al tranzistorului Q_{19}. Aceste curent va fi egal cu suma dintre curentul de bază al tranzistorului Q_{18} şi curentul prin rezistorul de 40 kΩ:

$$I_{C19} = \frac{165\ \mu\text{A}}{\beta_F} + \frac{V_T \ln \dfrac{165\ \mu\text{A}}{10^{-14}\ \text{A}}}{40\ \text{k}\Omega}\ , \tag{6.41}$$

sau

$$I_{C19} = 15{,}6\ \mu\text{A}\ . \tag{6.42}$$

Această valoare este foarte apropiată de estimarea iniţială. În acest moment deoarece ştim valorile curenţilor prin tranzistoarele Q_{19} şi Q_{18}, putem să estimăm curentul de polarizare al tranzistorului de ieşire folosind relaţiile determinate în *Capitolul 5* pentru acest tip de etaj de ieşire. Se obţine:

$$I_{C14} = -I_{C20} = \sqrt{I_{C19} I_{C18}}\ \sqrt{\frac{I_{S14} I_{S20}}{I_{S18} I_{S19}}}\ . \tag{6.43}$$

În această relaţie s-a neglijat căderea de tensiune pe rezistoarele de valoare micăexistente în serie cu emitoarele tranzistoarelor Q_{14} şi Q_{20}. Valoarea efectivă a curentului din punctul static de funcţionare care se închide prin tranzistoarele de ieşire depinde de valoarea curentului I_S, valoare care depinde şi ea de geometria particulară a dispozitivului. Atunci când sarcina de la ieşire are o valoare mică ambele tranzistoare de ieşire trebuie să furnizeze curenţi mari, menţinând şi o valoare bună a câştigului în curent. Ca urmare aceste tranzistoare vor avea geometrii mai mari decât celelalte tranzistoare din schemă. Deşi geometria specifică utilizată diferă de la fabricant la fabricant, curentul I_S al acestor tranzistoare are o valoare tipică de trei ori mai mare ca aceea de la tranzistoarele cu geometrie mică. Deci

$$I_{C14} = -I_{C20} = \sqrt{(15{,}6\ \mu\text{A})(165\ \mu\text{A})} \times 3 = 152\ \mu\text{A}\ . \tag{6.44}$$

Cu acest rezultat analiza de curent continuu a circuitului se încheie.

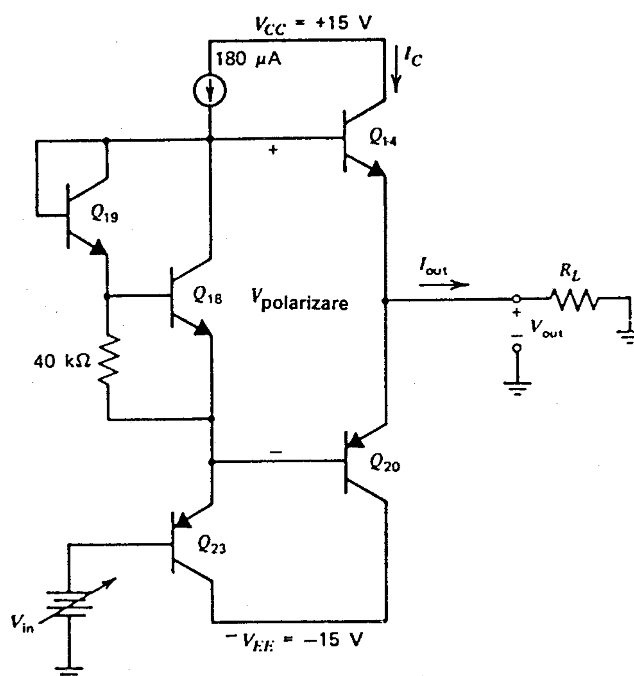


Fig. 6.15 Schema etajului de ieşire al amplificatorului operaţional 741. Pentru determinarea curenţilor din punctul static de funcţionare tensiunea V_o este nulă.

Referindu-ne la schema din fig. 6.10*a* se poate observa că circuitul conţine unele dispozitive care acţionează numai în condiţii de suprasarcină.

Tranzistorul Q_{15} se deschide numai atunci când căderea de tensiune pe rezistorul de 27 Ω, plasat în serie cu tranzistorul de ieşire, depăşeşte o valoare de aproximativ 550 mV, valoare care corespunde unui curent (care iese prin terminalul de ieşire) de aproximativ 20 mA. Odată cu deschiderea lui Q_{15} curentul din baza tranzistorului Q_{14} se limitează şi, corespunzător, curentul de la ieşire nu mai poate creşte în continuare. Deci, tranzistorul Q_{15} realizează protecţia de scurtcircuit. Se împiedică astfel distrugerea amplificatorului datorită valorilor excesive ale curentului de ieşire şi ale puterii disipate care ar apărea în absenţa tranzistorului Q_{15} dacă ieşirea este scurtcircuitată la sursa negativă de alimentare. Tranzistoarele Q_{21}, Q_{22} şi Q_{24} realizează o funcţie similară pentru cazul în care amplificatorul absoarbe curent la ieşire.

Emitorul suplimentar al tranzistorului *pnp* de substrat, Q_{23}, înlătură disipaţia excesivă care poate apare dacă i se permite tranzistorului Q_{17} să se satureze. Să presupunem că intrarea inversoare este atacată de un semnal suficient de mare, pozitiv faţă de intrarea neinversoare, astfel încât tranzistorul Q_1 să se blocheze. Curentul din baza tranzistorului Q_{16} va fi de 19 μA. Dacă nu ar exista limitarea, acest curent ar fi amplificat de Q_{16}, al cărui câştig în curent poate atinge valori de până la 1000, dând un curent de colector de 19 mA. Acest curent va circula prin baza tranzistorului Q_{17} (care se va satura), închizându-se la $-V_{EE}$, prin rezistorul de 100 Ω din emitorul lui Q_{17}. În aceste condiţii Q_{16} va disipa o putere de 19 mA×30 V sau, aproximativ, 600 mW. Emitorul suplimentar al tranzistorului Q_{23} împiedică saturarea lui Q_{17} prin deturnarea din baza tranzistorului Q_{16} a curentului de comandă, atunci când tensiunea V_{CB}

a tranzistorului Q_{17} atinge 0 V. În acest fel se elimină posibilitatea apariţiei situaţiei de curent mare care poate duce la distrugerea tranzistorului Q_{16}.

6.3.2 Analiza de semnal mic a amplificatorului operaţional 741

Obiectivul următor îl constituie determinarea caracteristicilor de semnal mic ale amplificatorului. Schema se va împărţi în trei părţi: etajul de intrare, etajul de câştig şi etajul de ieşire, pentru fiecare determinându-se rezistenţa de intrare, rezistenţa de ieşire şi transconductanţa.

Să considerăm pentru început schema de curent alternativ a **etajului de intrare**, dată în fig. 6.16, unde s-a presupus o excitaţie diferenţială pură (excitaţia de mod comun se va discuta mai târziu) astfel că bazele tranzistoarelor *pnp* sunt legate la masa de curent alternativ. Începem prin a calcula transconductanţa etajului scurtcircuitând ieşirea la masă şi determinând curentul de ieşire care se obţine atunci când se aplică un semnal de intrare diferenţial. În condiţii de scurtcircuit la ieşire, prin rezistenţele de ieşire ale tranzistoarelor Q_4 şi Q_6 nu trece nici un curent de semnal mic, astfel că sarcina activă produce un curent i_{c6} care este egal şi de semn contrar cu curentul de colector i_{c3} al tranzistorului Q_3. Deci curentul de ieşire i_o este egal cu $-(i_{c4}-i_{c3})$. Rezultă că pentru a calcula transconductanţa, G_m, va fi suficient să considerăm numai circuitul din fig. 6.17.

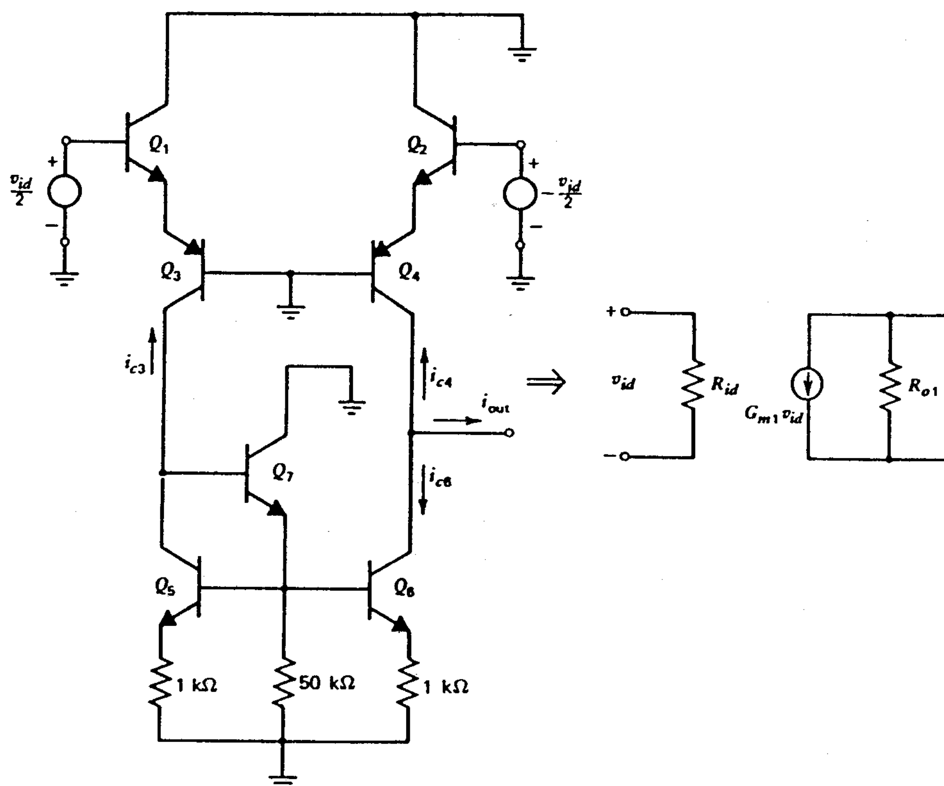


Fig. 6.16 Schema de curent alternativ a etajului de intrare şi diportul echivalent.

Deoarece rezistenţa prezentată colectorului tranzistorului Q_3 este relativ mică, în comparaţie cu r_o a lui Q_3, pentru aceste calcule nu va fi nevoie să luăm în consideraţie rezistenţele de ieşire ale tranzistoarelor.

Semicircuitul echivalent de semnal mic pentru schema din fig. 6.17*a* este prezentat în fig. 6.17*b*. Pentru acest semicircuit

$$\frac{v_{id}}{2} = v_1 + v_3 \tag{6.45}$$

şi

$$v_1 g_{m1}\left[1 + \frac{1}{\beta_{01}}\right] = v_3 g_{m3}\left[1 + \frac{1}{\beta_{03}}\right] \tag{6.46}$$

unde β_{01} este β_0 al tranzistorului Q_1 iar β_{03} este β_0 al tranzistorului Q_3.

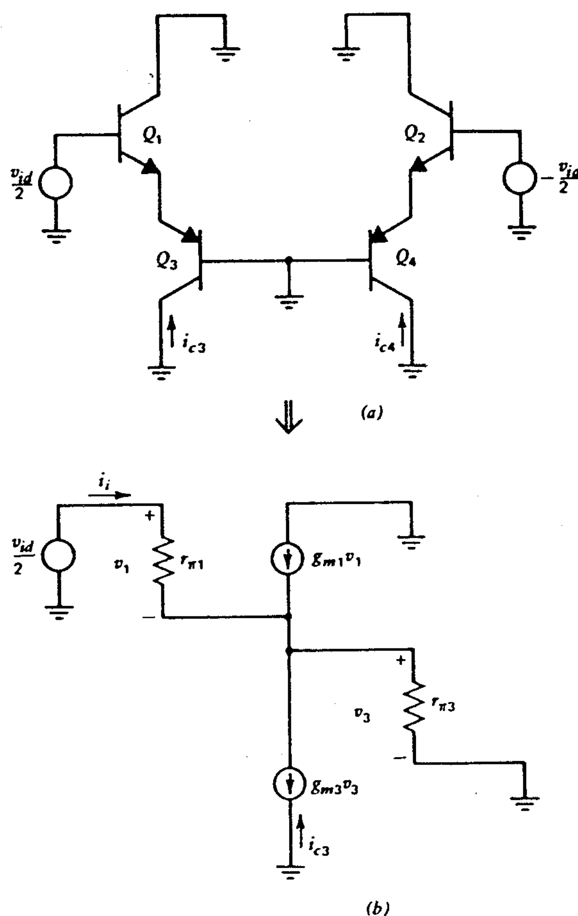


Fig. 6.17 (*a*) Schema de curent alternativ şi (*b*) semicircuitul echivalent, de semnal mic, pentru calculul tranconductanţei etajului de intrare.

Combinând aceste relaţii se obţine:

$$\frac{v_{id}}{2} = v_3 \left[\frac{g_{m3}\left(1 + \frac{1}{\beta_{03}}\right)}{g_{m1}\left(1 + \frac{1}{\beta_{01}}\right)} + 1 \right] . \qquad (6.47)$$

Deoarece $|I_{C1}| = |I_{C2}|$, rezultă că $g_{m1} \approx g_{m2}$. De asemenea presupunem $\beta_{01}, \beta_{03} \gg 1$. Deci:

$$v_3 = \frac{v_{id}}{4} , \qquad (6.48)$$

şi

$$i_{c3} = \frac{-g_{m3} v_{id}}{4} . \qquad (6.49)$$

Datorită simetriei circuitului

$$i_{c4} = + \frac{g_{m3} v_{id}}{4} . \qquad (6.50)$$

Referindu-ne la fig. 6.16 se găseşte

$$i_{out} = -i_{c4} + i_{c3} = -\frac{g_{m3} v_{id}}{2} . \qquad (6.51)$$

Ca urmare transconductanţa totală a etajului de intrare va fi:

$$G_{m1} = -\frac{i_{out}}{v_{id}} = \frac{g_{m1}}{2} = \frac{1}{5{,}4\ \text{k}\Omega} . \qquad (6.52)$$

Din aceste calcule se obţine şi rezistenţa de intrare diferenţială a etajului. Din fig. 6.17*b* rezultă că rezistenţa R_{ech}, care se vede privind în emitorul lui Q_3, va fi dată de

$$R_{ech} = \frac{1}{g_{m3}\left(1 + \frac{1}{\beta_{03}}\right)} .$$

Această rezistenţă apare în emitorul lui Q_1; utilizând (3.38) se găseşte că:

$$\frac{\frac{v_{id}}{2}}{i_i} = r_{\pi 1} + R_{ech}(\beta_{01} + 1) = r_{\pi 1} + \frac{\beta_{01} + 1}{g_{m3}\left(1 + \frac{1}{\beta_{03}}\right)} . \qquad (6.53)$$

Presupunând ca şi mai înainte că $\beta_{03} \gg 1$ şi $g_{m1} = g_{m3}$ rezultă:

$$\frac{v_{id}}{2} = \left(r_{\pi 1} + \frac{\beta_{01}}{g_{m3}} \right) i_i = (r_{\pi 1} + r_{\pi 1}) i_i . \qquad (6.54)$$

Rescriind (6.54) pentru a pune în evidenţă rezistenţa R_{id} se obţine

$$\frac{v_{id}}{i_i} = R_{id} = 4r_{\pi 1} = 2{,}7\ \mathrm{M\Omega}\ . \tag{6.55}$$

unde s-a presupus β_0=250.

Rezistenţa de intrare a amplificatorului este egală deci cu de patru ori rezistenţa de intrare a unui singur tranzistor. În calculele anterioare, am neglijat faptul că atunci când tensiunea v_{id} se modifică, se schimbă şi tensiunea de la ieşire, producându-se o reacţie spre intrare prin rezistenţa de ieşire a tranzistorului Q_4. Acest efect determină o diferenţă între rezistenţele de intrare care se văd la cele două intrări.

În continuare se calculează rezistenţa de ieşire R_{o1} a etajului de intrare. Se pasivizează sursa de semnal de la intrare (vezi fig. 6.18*a*) şi se calculează rezistenţa care se vede privind în ieşirea etajului. Calculul rezistenţei de ieşire se simplifică mult făcând următoarele aproximaţii. Rezistenţa echivalentă Thévenin care apare în baza lui Q_6 este mică în comparaţie cu r_π a lui Q_6, astfel că presupunerea că baza lui Q_6 este la masă introduce o eroare mică. De asemenea singurele rezistenţe de ieşire care apar în mod semnificativ în R_{o1} sunt acelea ale tranzistoarelor Q_4 şi Q_6 deoarece toate celelalte colectoare sunt legate la puncte de impedanţă mică. Circuitul nu este echilibrat, aşa că nodul corespunzător bazelor tranzistoarelor *pnp*

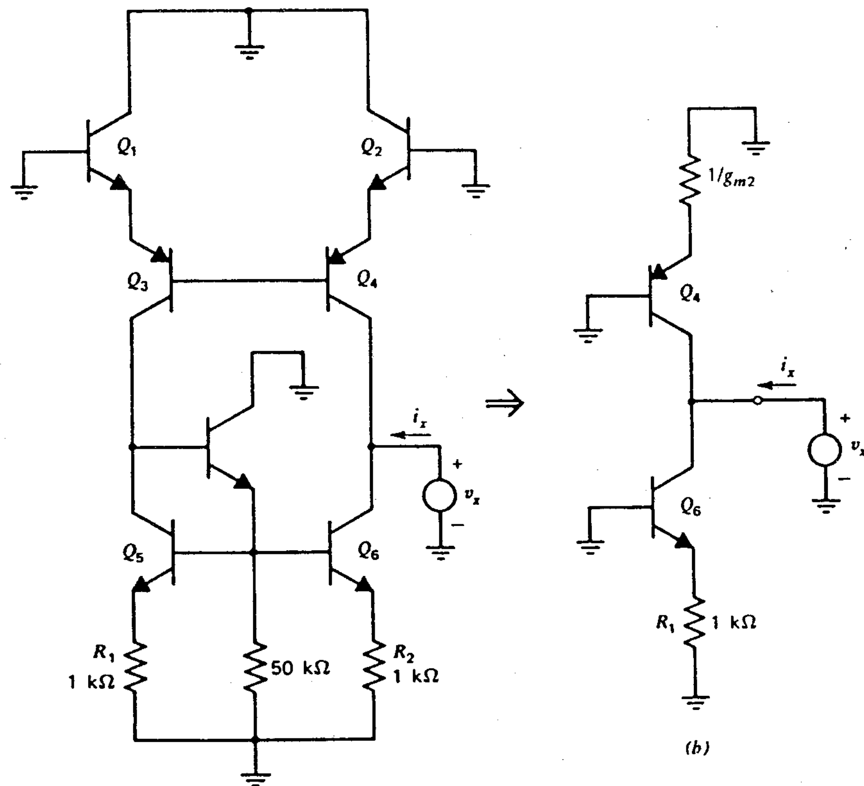


Fig. 6.18 (*a*) Pentru calculul rezistenţei de ieşire a etajului de intrare, la ieşirea sa se aplică o sursă de test de tensiune, v_x. (*b*) Circuitul simplificat.

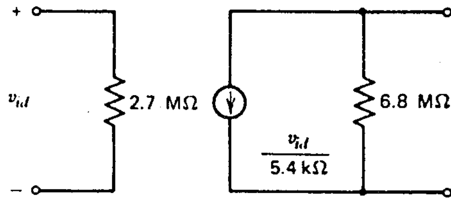


Fig. 6.19 Diportul echivalent al etajului de intrare.

nu este o masă virtuală. Totuşi, calcule mult mai detaliate arată că acest nod poate fi considerat ca masă virtuală fără ca prin această presupunere rezultatele să se modifice mult. Cu aceste aproximaţii circuitul din fig. 6.18*a* se reduce la circuitul din fig. 6.18*b*, din care rezultă:

$$R_{o1} = (R_{out}|_{Q4} \parallel R_{out}|_{Q6}) \,. \qquad (6.56)$$

Rezistenţa incrementală din emitorul lui Q_6 este de 1 kΩ, în timp ce rezistenţa incrementală din emitorul lui Q_4 este r_e a lui Q_2. Expresia rezistenţei de ieşire a sursei de curent, formată dintr-un tranzistor cu rezistenţă în emitor a fost dedusă în *Capitolul 4*. Utilizând relaţia 3.49 se obţine:

$$R_{o1} = \left[r_{o4} \times \frac{1 + g_{m4}\dfrac{1}{g_{m2}}}{1 + \dfrac{g_{m4}/g_{m2}}{\beta_{04}}} \right] \parallel \left[r_{o6} \times \frac{1 + (g_{m6})(1\ \text{k}\Omega)}{1 + \dfrac{(g_{m4})(1\ \text{k}\Omega)}{\beta_{06}}} \right] . \qquad (6.57)$$

Presupunând ca şi înainte că $\beta_{04}, \beta_{06} \gg 1$, rezultă:

$$R_{o1} = 2r_{o4} \parallel 1{,}36 r_{o6} \,. \qquad (6.58)$$

Pentru $\eta_{npn}=2\times10^{-4}$, $I_C=9{,}5\ \mu\text{A}$, $\eta_{pnp}=5\times10^{-4}$ se găseşte:

$$R_{o1} = 6{,}8\ \text{M}\Omega \,. \qquad (6.59)$$

Circuitul echivalent al etajului de intrare este prezentat în fig. 6.19.

Să trecem acum la **al doilea etaj** (vezi fig. 6.20*a*). Şi pentru acest etaj vom calcula rezistenţa de intrare, transconductanţa şi rezistenţa de ieşire. Începem cu rezistenţa de intrare. Mai întâi determinăm rezistenţa echivalentă Thévenin care se vede privind în baza lui Q_{17}, notată R_{ech1} în fig. 6.20*a*. Utilizând rezultatele obţinute în *Capitolul 3*, se obţine pentru rezistenţa de intrare a unui amplificator cu emitorul comun şi rezistenţă în emitor:

$$R_{ech1} = r_{\pi17} + (\beta_{017} + 1)(100\ \Omega) \,. \qquad (6.60a)$$

În această expresie s-au neglijat efectele date de rezistenţa de ieşire a lui Q_{17}. Reacţia pozitivă datorată acestei rezistenţe face ca de fapt valoarea rezistenţei de intrare să se micşoreze uşor.

Circuitul se reduce acum la forma din fig. 6.20*b*. Rezistenţa de intrare a etajului este

$$R_{i2} = r_{\pi16} + (\beta_{016} + 1)(R_{ech1} \parallel 50\ \text{k}\Omega) \,. \qquad (6.60b)$$

Combinând relaţiile 6.60a şi 6.60b rezultă:

$$R_{i2} = r_{\pi16} + (\beta_{016} + 1)\{[r_{\pi17} + (\beta_{017} + 1)(100\ \Omega)] \parallel (50\ \text{k}\Omega)\} \,. \qquad (6.60c)$$

Anterior am presupus că tranzistoarele au câştigul în curent β_0 egal cu 250. Tranzistorul Q_{16} funcţionează la un curent de 16μA, iar Q_{17} la 550 μA. Înlocuind valorile numerice corespunzătoare în (6.60c) se găseşte

$$R_{i2} = 406\ \text{k}\Omega + 251 \times (37\ \text{k}\Omega \parallel 50\ \Omega) = 5{,}7\ \text{M}\Omega \,. \qquad (6.60d)$$

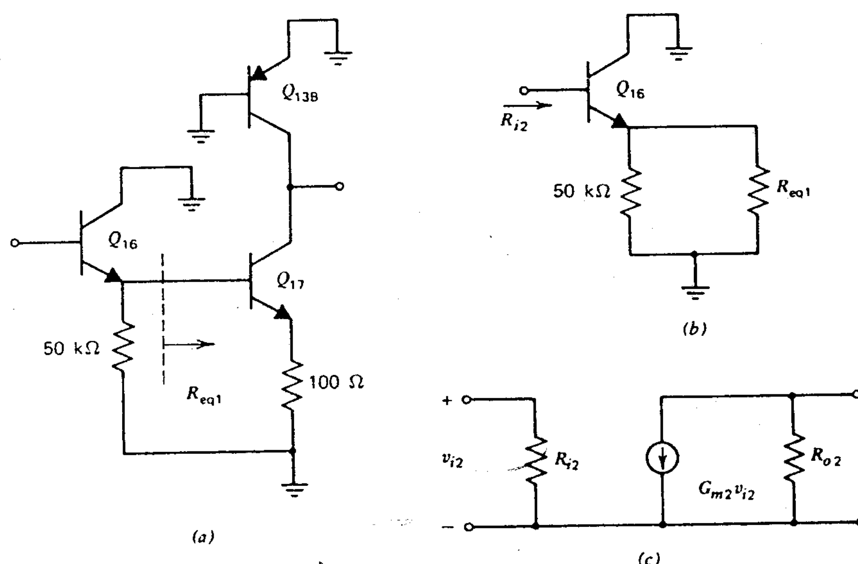


Fig. 6.20 (*a*) Circuitul echivalent de semnal mic al etajului al doilea. (*b*) Circuitul pentru calculul rezistenței de intrare. (*c*) Diportul echivalent al etajului al doilea.

În continuare vom calcula transconductanța etajului. Dacă presupunem că valoarea câștigului în tensiune a repetorului pe emitor Q_{16} este aproape unitară transconductanța G_{m2} a etajului este egală cu aceea a tranzistorului Q_{17} cu tranzistorul de 100 Ω din emitor:

$$G_{m2} = \frac{g_{m17}}{1 + g_{m17}R_E} = \frac{1}{147\ \Omega} . \qquad (6.61)$$

Rezistența de ieșire a etajului (R_{o2}) este dată de rezistența de ieșire a tranzistorului Q_{13B} în paralel cu ceea ce se vede privind în colectorul lui Q_{17}. Utilizând din nou (4.20) se obține

$$R_{o2} = r_{o13B} \| r_{o17} \frac{1 + g_{m17}R_E}{1 + \frac{g_{m17}R_E}{\beta_0}} \qquad (6.62)$$

care, presupunând $\beta_0 \gg 1$, devine:

$$R_{o2} = r_{o13B} \| r_{o17} [1 + g_{m17}(100\ \Omega)] . \qquad (6.63)$$

Presupunând că

$$\eta_{pnp} = 5 \times 10^{-4} \qquad (6.64)$$

$$\eta_{npn} = 2 \times 10^{-4} \qquad (6.65)$$

se obține din (6.63)

$$R_{o2} = 83\ k\Omega . \qquad (6.66)$$

Deci până în acest punct am obținut pentru al doilea etaj mărimile R_{i2}, R_{o2} și G_{m2}. Diportul echivalent este dat în fig. 6.20*c*.

Să trecem la **etajul de ieşire**. Schema de principiu a etajului este prezentată în fig. 6.21. Curentul de ieşire fie intră în amplificator, fie iese din amplificator în funcţie de semnul tensiunii de la ieşire şi de sarcină. Ca urmare rezistenţele de intrare şi de ieşire ale etajului de ieşire sunt puternic dependente de valorile particulare ale tensiunii şi curentului de la ieşire. După cum se va arăta în continuare, rezistenţa de intrare a etajului de ieşire este mult mai mare decât rezistenţa de ieşire a etajului precedent. Ca urmare valoarea efectivă a rezistenţei de intrare a etajului de ieşire nu va avea o influenţă puternică asupra câştigului în tensiune al circuitului. Să presupunem, de exemplu, că valoarea curentului de la ieşire este de 2 mA, că acest curent *iese* din terminalul de ieşire şi că rezistenţa de sarcină are valoarea tipică de 2 kΩ. Deoarece curentul de la ieşire *iese* din amplificator tranzistorul Q_{14} se află în regiunea activă directă iar tranzistorul Q_{20} conduce un curent foarte mic. Circuitul echivalent de semnal mic pentru această situaţie este indicat în fig. 6.21*b*. Este limpede că valoarea câştigului în tensiune este aproximativ unitară deoarece circuitul constă din două repetoare pe emitor în serie.

Vom calcula acum rezistenţa de intrare a etajului final, R_{i3}. Mai întâi se determină rezistenţa care se vede privind în baza tranzistorului Q_{14}, notată R_{ech2} în fig. 6.21*b*. Folosind rezultatele obţinute în *Capitolul 3* pentru repetorul pe emitor se găseşte:

$$R_{ech2} = r_{\pi 14} + (\beta_{014} + 1)(2\ \text{k}\Omega)\ . \tag{6.67}$$

Continuăm calculând rezistenţa echivalentă Thévenin care se vede în emitorul tranzistorului Q_{23}, privind spre diodele Q_{19} şi Q_{18}. În fig. 6.21*b* această rezistenţă este notată R_{ech3}. Din examinarea figurii rezultă:

$$R_{ech3} = r_{d18} + r_{d19} + r_{o13A} \parallel R_{ech2}\ . \tag{6.68}$$

Rezistenţa de intrare a etajului este aceea a unui repetor pe emitor, Q_{23}, care are în emitor o rezistenţă R_{ech3}:

$$R_{i3} = r_{\pi 23} + (\beta_{023} + 1)R_{ech3}\ . \tag{6.69}$$

Tranzistorul Q_{23} şi cele două diode funcţionează la un curent de 180 μA iar tranzistorul Q_{14} la 2 mA. Presupunând că $\beta_0 = 250$ pentru tranzistoarele *npn* şi $\beta_0 = 50$ pentru tranzistoarele *pnp*, din (6.69) se obţine

$$R_{i3} = r_{\pi 23} + 51 R_{ech3} \tag{6.70}$$

deci

$$R_{i3} = 9{,}3\ \text{M}\Omega\ . \tag{6.71}$$

Rezistenţa de intrare este mult mai mare decât rezistenţa de ieşire a etajului precedent. Ca urmare valoarea câştigului amplificatorului nu este puternic afectată de variaţiile rezistenţei de sarcină conectată la ieşirea amplificatorului.

În continuare trecem la calculul rezistenţei de ieşire a etajului final. În aceste calcule trebuie să ţinem cont de rezistenţa de ieşire a etajului precedent. Circuitul echivalent de semnal mic pe baza căruia se determină rezistenţa de ieşire este indicat în fig. 6.21*c*.

Rezistenţa care se vede privind spre stânga din baza tranzistorului Q_{14} este

$$R_{ech4} = r_{o13A} \parallel \left(r_{d19} + r_{d18} + \frac{R_{o2} + r_{\pi 23}}{\beta_{023} + 1} \right) = \tag{6.72}$$

$$= 2{,}06\ \text{k}\Omega\ . \tag{6.73}$$

Rezistenţa care se vede privind în terminalul de ieşire este deci:

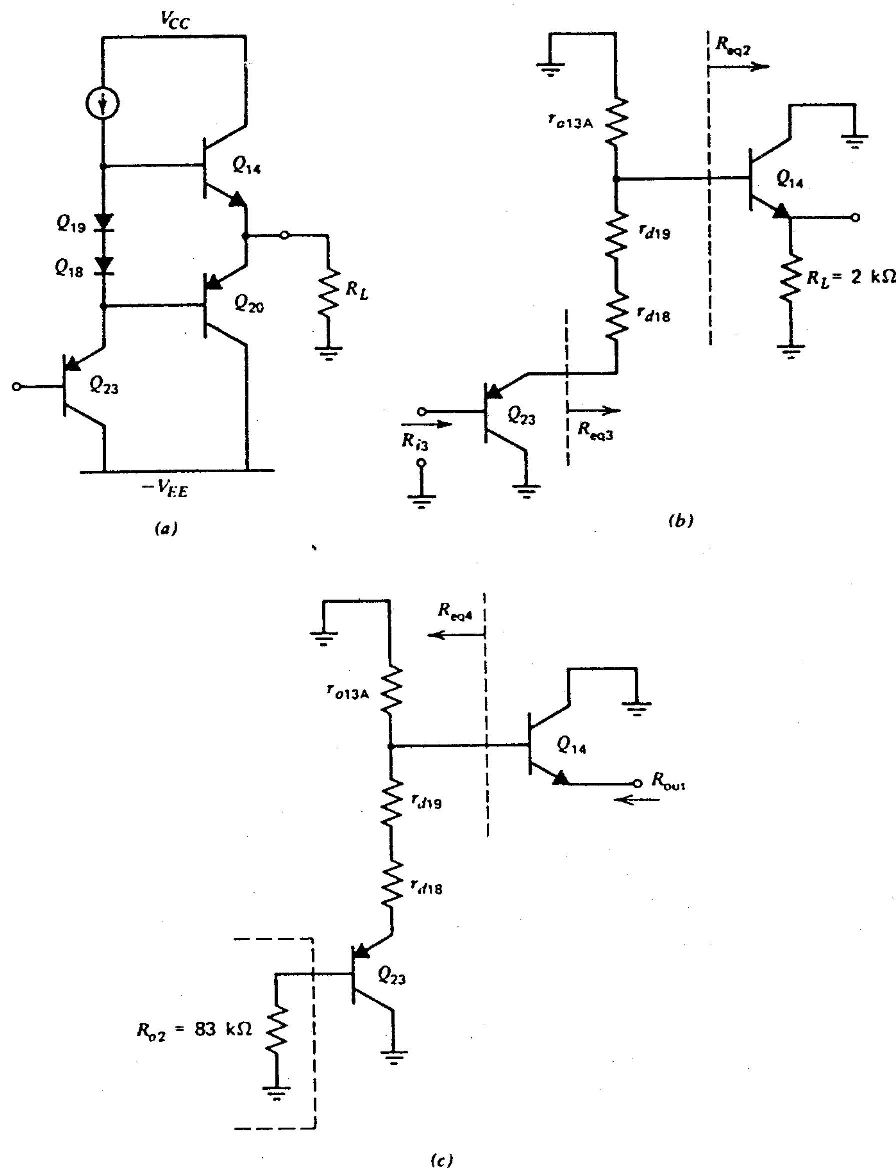


Fig. 6.21 (*a*) Circuitul simplificat al etajului de ieşire al amplificatorului 741. (*b*) Circuitul de semnal mic atunci când la ieşire curentul iese din amplificator. (*c*) Circuitul pentru calculul rezistenței R_o.

$$R_{out} = \frac{R_{ech4} + r_{\pi 14}}{\beta_{014} + 1} = 21\ \Omega\ . \tag{6.74}$$

La această valoare trebuie adăugată rezistența de limitare a curentului R_6 de 26 Ω, rezultând pentru R_{out} valoarea de 47 Ω. Valoarea rezistenței de ieşire se modifică în funcţie de punctul de funcționare şi este puternic dependentă de curentul care curge prin tranzistoarele de ieşire.

Performanţele de semnal mic ale circuitului complet. Circuitul echivalent de semnal mic pentru întregul amplificator este prezentat în fig. 6.22. Câştigul în tensiune este

$$A_v = (G_{m1})(R_{o1} \| R_{i2})\,(G_{m2})(R_{o2} \| R_{i3}) = \tag{6.75}$$

$$= 574 \times 564 = 324000\ . \tag{6.76}$$

Se observă că ambele etaje contribuie la câştigul total cu aproximativ aceeaşi valoare. Al doilea etaj îl încarcă pe primul reducându-i câştigul la, aproximativ, jumătate. Acestă încărcare face câştigul circuitului sensibil faţă de β; ca urmare valoarea câştigului se modifică la variaţiile de temperatura şi de proces. Totuşi, etajul de ieşire nu încarcă semnificativ al doilea etaj astfel că valoarea câştigului în tensiune este practic independentă de valoarea rezistenţei de sarcină. Valorile rezistenţei de intrare şi de ieşire ale întregului amplificator sunt:

$$R_{id} = 2{,}7\ \text{M}\Omega\ , \tag{6.77}$$

$$R_o = 47\ \Omega\ . \tag{6.78}$$

Includerea în analiză a efectelor de ordin secund. Analiza cu calculatorul. Obiectivul analizei aproximative de prim ordin a amplificatorului 741 l-a constituit înţelegerea factorilor care sunt cei mai importanţi din punct de vedere a funcţionării circuitului. Presupunerile simplificatoare făcute în analiza anterioară limitează însă precizia rezultatelor atât în ceea ce priveşte punctul static de funcţionare cât şi câştigul în tensiune. Principalele încălcări ale presupunerilor făcute anterior sunt următoarele :

(1) În analiza de curent continuu s-a neglijat rezistenţa de ieşire a tranzistoarelor. În realitate curentul de colector al unui tranzistor *pnp* lateral tipic creşte cu aproximativ 30%, odată cu creşterea tensiunii V_{CE} de la zero la 15 V (s-a presupus că tensiunea bază-emitor este menţinută constantă şi că tensiunea Early, V_A, este de aproximativ 50 V). Pentru tranzistoarele *npn* creşterea este de 12% (s-a presupus V_A de 120 V). Efectul net al acestor variaţii ale curentului este de a creşte curenţii de polarizare din circuit cu (10—30)% faţă de valorile calculate. Ca urmare se modifică şi valorile calculate ale impedanţelor de semnal mic.

(2) S-a neglijat variaţia câştigului în curent, β, cu curentul. După cum s-a discutat în *Capitolul 1*, câştigul în curent scade la valori mici ale curentului de colector datorită recombinării în regiunea golită bază-emitor. Din această cauză tranzistoarele Q_1—Q_6 din etajul de intrare şi Q_{16} vor avea un câştig în curent de semnal mic substanţial mai mic decât acela presupus în analiza anterioară. Efectul principal al acestei scăderi constă în reducerea câştigului în tensiune al amplificatorului şi în creşterea curenţilor de polarizare ai intrărilor.

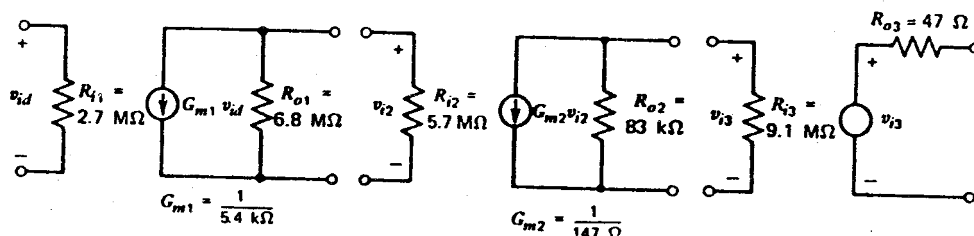


Fig. 6.22 Circuitul echivalent de semnal mic al întregului amplificator 741.

Atunci când este necesară o analiză cantitativă, de detaliu, a funcţionării unor astfel de circuite, luând în considerare şi efectele de ordinul doi, o analiză cu calculatorul cu SPICE este în general mai rapidă decât una manuală. O astfel de analiză, aplicată amplificatorului 741, conduce la valorile curenţilor din punctul static de funcţionare indicate în fig. 6.23.

Tranzistorul	Curentul de colector, μA	Tranzistorul	Curentul de colector, μA
Q_1	12,32	Q_{13B}	−682,9
Q_2	12,38	Q_{14}	172,7
Q_3	−12,30	Q_{15}	blocat
Q_4	−12,36	Q_{16}	16,87
Q_5	12,10	Q_{17}	687,3
Q_6	12,11	Q_{18}	204,0
Q_7	11,34	Q_{19}	16,38
Q_8	−23,53	Q_{20}	−173,4
Q_9	−30,56	Q_{21}	blocat
Q_{10}	31,05	Q_{22}	blocat
Q_{11}	732,2	Q_{23A}	−219,7
Q_{12}	−700,6	Q_{23B}	blocat
Q_{13A}	−221,6	Q_{24}	blocat

Fig. 6.23 Curenţii din punctul static de funcţionare, ai amplificatorului 741 calculaţi cu calculatorul.

6.3.3 Tensiunea de ofset la intrare, curentul de ofset la intrare şi raportul de rejecţie a modului comun pentru amplificatorul operaţional 741

Tensiunea şi curentul de ofset la intrare constituie două dintre caracteristicile importante ale amplificatoarelor operaţionale. Deoarece ofsetul nu se poate deosebi de semnal aceste abateri de la modelul ideal limitează capacitatea circuitului de a amplifica fără eroare semnalele de curent continuu de valoare mică. Calculul acestor mărimi este destul de lung: ca urmare *Anexa A6.1* este consacrată calculului tensiunii de ofset la intrare. În secţiunea de faţă se vor discuta calitativ factorii care influenţează tensiunea şi curentul de ofset ale amplificatorului operaţional 741.

Se poate arăta că tensiunea de ofset la intrare a amplificatoarelor diferenţiale este dependentă — în primul rând — de tensiunea de ofset a primului etaj, în cazul în care valoarea câştigului său este rezonabil de mare.[1] Etajul de intrare al amplificatorului 741 este destul de complex, fiind format din trei perechi de tranzistoare Q_1-Q_2, Q_3-Q_4 şi Q_5-Q_6. Acest etaj asigură atât deplasarea de nivel şi conversia de la diferenţial la nesimetric, cât şi un câştig diferenţial. Ca urmare, la tensiunea de ofset la intrare a amplificatorului vor contribui neîmperecherile din fiecare din cele trei perechi de tranzistoare şi neîmperecherile din perechea de rezistoare R_1, R_2. După cum se va arăta în *Anexa A6.1* pentru tensiunea de ofset a amplificatorului 741 este de aşteptat o valoare tipică de aproximativ 2,6 mV (pentru tranzistoare şi rezistenţe se presupun neîmperecheri cu valori tipice).

Curentul de ofset la intrare rezultă în primul rând din neîmperecherea valorilor câştigului în curent ale celor două tranzistoare de intrare Q_1 şi Q_2. În conformitate cu evaluările din *Aenxa A6.1* pentru amplificatorul 741 este de aşteptat o valoare tipică a curentului de ofset la intrare de aproximativ 4 nA. Această valoare este puternic dependentă de neîmperecherea efectivă a câştigurilor în curent ale tranzistoarelor la nivele mici de curent la care funcţionează etajul de intrare.

După cum s-a arătat în *Secţiunea 6.2*, raportul de rejecţie a modului comun se poate privi ca fiind egal cu raportul dintre variaţia tensiunii de ofset la intrare şi variaţia tensiunii de intrare de mod comun. Variaţia tensiunii de ofset la intrare provine din două surse separate. În primul rând, atunci când tensiunea de intrare de mod comun variază, se modifică tensiunile colector-emitor ale tranzistoarelor sursă de curent Q_9 şi Q_{10}. Din cauza valorii finite a rezistenţei de ieşire a acestor tranzistoare îşi modifică valoarea şi curenţii lor de colector, ceea ce duce la o schimbare a curenţilor de polarizare din etajul de intrare. Dacă nu ar exista rezistoarele R_1 şi R_2 această schimbare a curenţilor nu ar modifica tensiunea de ofset la intrare; prezenţa acestor rezistoare duce însă la o schimbare a raportului curenţilor de colector ai tranzistoarelor Q_5 şi Q_6 (dacă există o neîmperechere între tranzistoarele Q_5 şi Q_6 sau o neîmperechere între rezistoarele R_1 şi R_2). Variaţia raportului curenţilor de colector ai tranzistoarelor Q_5 şi Q_6 duce la o variaţie a raportului curenţilor care trec prin tranzistoarele Q_1-Q_2 şi tranzistoarele Q_3-Q_4, deci la o variaţie a tensiunii de ofset la intrare.

A doua cauză de variaţie a tensiunii de ofset la intrare este dată de faptul că apar variaţii ale tensiunilor colector-emitor pentru toate tranzistoarele Q_1, Q_2, Q_3 şi Q_4 atunci când variază tensiunea de intrare de mod comun. Ca urmare, dacă între tranzistoare există neîmperecheri în grosimea bazei se va schimba şi raportul curenţilor de saturaţie ai tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 şi ai tranzistoarelor Q_3 şi Q_4. Aceste variaţii duc la modificări ale tensiunii de ofset la intrare.

Comparaţie între valorile calculate ale parametrilor şi valorile tipice observate experimental. Valorile calculate şi observate experimental ale parametrilor tipici ai amplificatorului operaţional 741 sunt indicate în tabelul care urmează.

	Valori calculate	Valori tipice observate experimental
Câştigul cu bucla deschisă	324000	200000
Rezistenţa de intrare	2,7 MΩ	2,0 MΩ
Curentul de polarizare al intrărilor	38 nA	80 nA
Curentul de ofset la intrare	3,8 nA*	10 nA
Tensiunea de ofset la intrare	2,6 mV*	2 mV
Rezistenţa de ieşire	47 Ω	75 Ω

* Vezi *Anexa A6.1*

Diferenţele între valorile calculate şi cele experimentale rezultă din diferenţele între valorile parametrilor tipici ai tranzistoarelor obţinute în producţie şi cele presupuse în analiză şi din aproximaţiile făcute în analiza manuală.

În continuare părăsind problemele legate de analiza schemei vom discuta modalităţile de îmbunătăţire a parametrilor amplificatorului operaţional 741 prin modificări ale schemei.

6.4 CONSIDERAŢII DE PROIECTARE A AMPLIFICATOARELOR OPERAŢIONALE MONOLITICE

Proiectarea amplificatorului operațional implică realizarea unui compromis atât între diferiți parametri de curent continuu, de semnal mic, de regim tranzitoriu, cât și între mărimea cipului și a costului rezultant. La 741, obiectivul principal al proiectării a fost obținerea unui amplificator compensat intern cu performanțe de curent continuu și curent alternativ, menținându-se un cip de dimensiuni mici, ieftin. Prin utilizarea unor scheme mult mai complexe parametrii de curent continuu, curent alternativ și regim tranzitoriu se pot îmbunătăți în mod semnificativ. De obicei modificările de schemă care îmbunătățesc regimul tranzitoriu duc la o degradare a parametrilor de curent continuu cum ar fi, de exemplu, tensiunea și curentul de ofset la intrare. În această secțiune se vor examina tehnicile de proiectare care duc la îmbunătățirea parametrilor de intrare ai amplificatorului 741; tensiunea de ofset la intrare, curentul de polarizare al intrărilor și curentul de ofset la intrare. Deoarece răspunsul în frecvență și compensarea amplificatoarelor operaționale se discută în mod extensiv în *Capitolul 9* vom lăsa pentru acest capitol discuția asupra optimizării comportării tranzitorii și a vitezei maxime de variație a tensiunii de la ieșire.

Aplicații ale amplificatoarelor operaționale de precizie. Caracteristicile de intrare ale amplificatoarelor operaționale, inclusiv tensiunea de ofset la intrare și driftul ei, curentul de ofset la intrare și driftul său, determină limita inferioară a mărimii semnalului de curent continuu care mai poate fi amplificat fără eroare. Acești parametri sunt deosebit de importanți în aplicațiile de instrumentație în care de multe ori trebuie măsurate diferențe de potențial de curent continuu foarte mici. Un exemplu tipic îl constituie amplificatorul pentru termocuple din fig. 6.24. Un termocuplu este în esență o joncțiune a două metale diferite care produce o tensiune electromotoare care variază în funcție de temperatură. În cazul în care termocuplele sunt utilizate ca senzori de temperatură se folosesc două joncțiuni plasate în serie, una din ele fiind menținută la o temperatură de referință. Tensiunea electromotoare produsă de această combinație serie este proporțională cu diferența de temperatură între cele două joncțiuni.

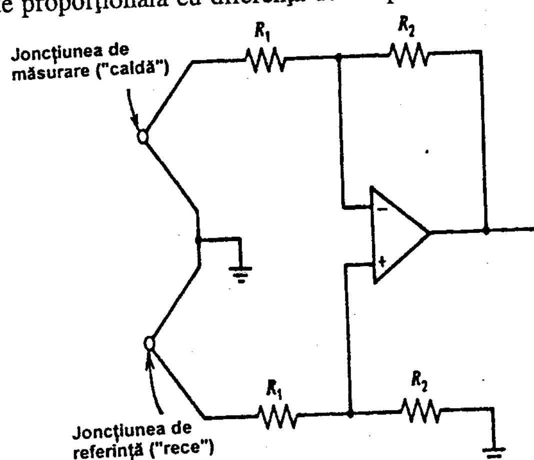


Fig. 6.24 Amplificator diferențial într-o schemă de măsurare a temperaturii, folosind termocuple.

Gama temperaturilor de lucru ale termocuplelor se extinde până la câteva sute de grade. Ca urmare termocuplele se utilizează la comanda şi reglajul temperaturii cuptoarelor sau în alte aplicaţii asemănătoare. Pentru termocuplul fier-constantan tensiunea electromotoare variază cu aproximativ 50 μV/°C. Rezoluţia acestui sistem de măsurare a temperaturii va fi limitată de tensiunea şi curentul de ofset ale amplificatorului operaţional utilizat.

Circuitul echivalent — în care apar şi tensiunea şi curentul de ofset — este prezentat în fig. 6.25. Tensiunea de ieşire se calculează prin utilizarea condiţiei de punct de sumare

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1}(\Delta V_i + V_{OS} + I_{OS}R_1) \tag{6.79}$$

unde $\Delta V_i = V_1 - V_2$ şi am presupus pentru simplitate că $R_2 \gg R_1$. Tensiunea de ieşire conţine un termen de eroare care depinde de caracteristicile de intrare ale amplificatorului. În acest caz mărimile critice sunt curentul şi tensiunea de ofset şi nu curentul de polarizare al intrărilor. Dacă, de exemplu, vom utiliza în acest circuit un amplificator 741, cu un termocuplu fier-constantan, numai tensiunea de ofset la intrare (de 2,6 mV) va da o eroare asupra temperaturii măsurate de

$$T_\varepsilon = \frac{2{,}6\ \text{mV}}{50\ \mu\text{V/°C}} = 52\ \text{°C} \tag{6.80}$$

În astfel de aplicaţii critice, pentru eliminarea acestei erori mari tensiunea de ofset la intrare a amplificatorului 741 trebuie ajustată la zero cu ajutorul unui potenţiometru exterior. Acest potenţiometru se plasează între rezistoarele R_1 şi R_2 (vezi schema amplificatorului 741 din fig. 6.10*a*). Odată ce tensiunea de ofset la intrare a fost reglată la zero factorul care devine important este driftul tensiunii de ofset la intrare în funcţie de temperatură.

Tensiunea de ofset a amplificatorului 741 este calculată în *Anexa A6.1*. Driftul tensiunii de ofset se calculează prin diferenţierea expresiei 6.107 din anexă, obţinându-se:

$$\frac{dV_{OS}}{dT} = \frac{V_{OS}}{T} + 2V_T\frac{d}{dT}\left[\frac{\dfrac{\Delta I_{S5\text{-}6}}{I_{S5\text{-}6}}}{1+\dfrac{I_{S5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}} + \frac{\dfrac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}\dfrac{\Delta R_{1\text{-}2}}{R_{1\text{-}2}}}{1+\dfrac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}}\right]. \tag{6.81}$$

Termenii care în relaţia 6.107 îl conţin pe I_S s-au presupus independenţi de temperatură, iar termenul dependent de β este în mod uzual neglijabil.

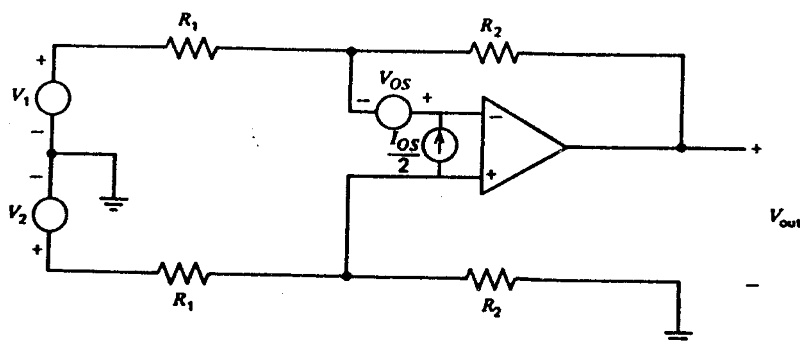


Fig. 6.25 Circuitul echivalent al amplificatorului pentru termocuplu care include I_{OS} şi V_{OS}.

Primul termen din (6.81) este forțat să fie nul în cazul în care tensiunea de ofset se reglează la zero în timp ce al doilea termen nu este. Deși neîmperecherea curenților de saturație $\Delta I_{SS\text{-}6}/I_{SS\text{-}6}$ este independentă de temperatură, curentul de polarizare $I_{C5\text{-}6}$, $R_{1\text{-}2}$ și V_T sunt dependente de temperatură. Mai mult, termenul dat de neîmperecherea rezistoarelor $\Delta R_{1\text{-}2}/R_{1\text{-}2}$ va avea în general o dependență de temperatură nenulă din cauza potențiometrului de reglaj al tensiunii de ofset care are un coeficient de temperatură diferit de acela al rezistoarelor difuzate. Ceea ce se observă de fapt este că reglarea la zero a tensiunii de ofset a amplificatorului 741 îmbunătățește întrucâtva driftul în comparație cu situația în care ofsetul nu este anulat; coeficientul de temperatură al tensiunii de ofset reziduale are o valoare tipică de 3—5 μV/°C. Pentru aplicația de măsurare a temperaturii cu termocuplu acest nivel de drift va conduce la o eroare de 0,1 °C asupra temperaturii măsurate, pentru fiecare grad de variație a temperaturii ambiante a mediului în care funcționează amplificatorul operațional. Pentru multe sisteme de control de precizie al unui proces această sensibilitate față de temperatura ambiantă a valorii indicate în circuit pentru temperatura măsurată este inacceptabilă. Ca urmare apare necesitatea existenței unor amplificatoare operaționale cu valori ale tensiunilor și curenților de ofset la intrare substanțial mai bune decât acelea de la amplificatorul 741. În acest exemplu particular parametrul cel mai important a fost tensiunea de ofset. În aplicațiile care implică surse de mare impedanță vor fi importanți curenții de polarizare ai intrărilor și curentul de ofset.

6.4.1 Proiectarea amplificatoarelor operaționale cu drift mic

Dacă ne asigurăm că primul etaj al unui amplificator diferențial cu mai multe etaje are o valoare suficient de mare a câștigului atunci tensiunea de ofset a întregului amplificator va depinde — în primul rând — de tensiunea de ofset a primului etaj. Rezultă că proiectarea unor amplificatoare cu ofset mic este mai înainte de toate o problemă de proiectare a unui etaj de intrare cu cât mai puține posibil perechi de componente care să contribuie la tensiunea de ofset a etajului. La amplificatorul 741 etajul de intrare este relativ complicat deoarece i se cere să asigure și un câștig în tensiune, și deplasarea nivelului de curent continuu, și conversia diferențial-nesimetric. Din punct de vedere al driftului și ofsetului o schemă optimă este aceea care conține cât mai puține componente care contribuie la tensiunea de ofset.[4] Cel mai simplu etaj diferențial îl constituie perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină rezistivă, prezentată în fig. 6.26. Expresia tensiunii de ofset a acestui etaj a fost determinată în *Capitolul 3*:

$$V_{OS} = V_T \left[-\frac{\Delta I_S}{I_S} - \frac{\Delta R_C}{R_C} \right] . \tag{6.82}$$

Driftul cu temperatura al acestei tensiuni de ofset este dat de expresia

$$\frac{\mathrm{d}V_{OS}}{\mathrm{d}T} = \frac{V_{OS}}{T} . \tag{6.83}$$

Pentru aceleași valori tipice ale neîmperecherii tranzistoarelor și rezistențelor, ca acelea considerate în cazul amplificatorului 741, deviația standard a ofsetului etajului format de perechea cu cuplaj în emitoare cu sarcină rezistivă este de 1,56 mV iar driftul, fără ca tensiunea de ofset să fie ajustată la zero, de 5 μV/°C. Rezultă că acest circuit este avantajos de utilizat ca etaj de intrare pentru amplificatoarele operaționale cu drift mic.

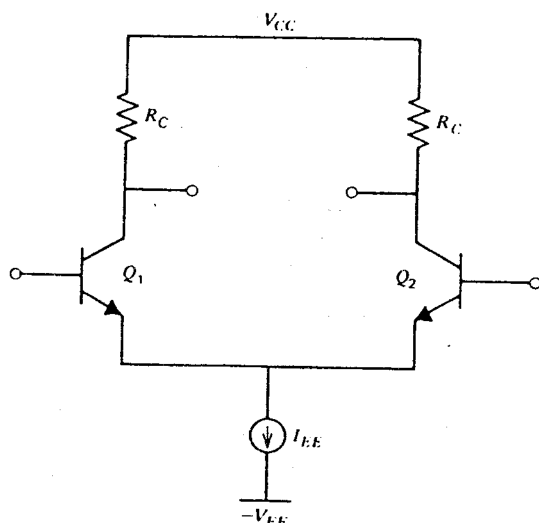


Fig. 6.26 Pereche cu cuplaj în emitor cu sarcină rezistivă.

O soluţie pentru includerea acestui etaj în amplificatorul operaţional o constituie utilizarea directă a perechii cu cuplaj în emitoare urmată de un 741 sau de un alt amplificator echivalent. Un exemplu de utilizare a acestei soluţii îl constituie amplificatorul 725 prezentat în fig. 6.27. Câştigul etajului de intrare s-a ales suficient de mare astfel încât contribuţia la ofset a driftului celui de-al doilea etaj să fie neglijabilă; valoarea rezistoarelor din colector trebuie să fie însă suficient de mică astfel încât răspunsul în frecvenţă al întregului circuit să nu fie degradat excesiv de răspunsul primului etaj.

Dacă rezistoarele din colector, R_C, se pot ajusta astfel încât să fie anulat ofsetul etajului cu cuplaj în emitor din intrare, atunci, în principiu, se anulează simultan şi driftul tensiunii de ofset. Totuşi, deoarece potenţiometrul utilizat pentru ajustarea raportului valorilor rezistoarelor din colector are în general o dependenţă de temperatură diferită de aceea a rezistoarelor difuzate mai apare o nouă componentă de drift determinată de dependenţa de temperatură a factorului de neîmperechere al rezistoarelor R_C. În practică, după anularea ofsetului cu ajutorul potenţiometrului exterior se poate atinge pentru driftul cu temperatura al tensiunii de ofset o valoare de ordinul a 1—2 μV/°C.

Tehnici de ajustare a tensiunii de ofset. O altă metodă folosită pentru realizarea de valori foarte mici ale driftului o constituie anularea tensiunii de ofset prin utilizarea unor rezistenţe plasate pe cip, care sunt inserate sau îndepărtate din circuit sub controlul unei memorii de tip ROM programabile existente pe cip[5]. O schemă de principiu pentru un altfel de circuit este prezentată în fig. 6.28. Rezistoarele din colector sunt constituite dintr-o rezistenţă mare în serie cu mai multe rezistenţe mici împărţite cu o pondere binară. Comutatoarele conectate în paralel pe rezistoare sunt fie conexiuni fuzibile din aluminiu (care pot fi întrerupte prin aplicarea unui impuls de curent) fie, în unele cazuri, diode Zener care pot fi transformate în scurtcircuite permanente prin aplicarea unui curent invers mare. În oricare din aceste cazuri, tensiunea de ofset se reglează la zero în etapa de testare pe plachetă a circuitului; această anulare nu introduce componente suplimentare de drift deoarece toate rezistenţele din colector sunt difuzate şi de acelaşi tip. Deoarece rezistoarele sunt ponderate binar, numărul de intervale discrete în care este împărţită gama de ajustare este proporţional cu 2^n, unde n este numărul de conexiuni fuzibile dintr-un colector. Această abordare constituie o tehnică eficientă, de cost scăzut, pentru îmbunătăţirea caracteristicilor de intrare ale amplificatoarelor operaţionale monolitice de precizie, prin care se pot obţine tensiuni de ofset mai mici de 50 μV.

Consideraţii asupra geometriei superficiale (*layoutul* circuitului) şi a împerecherii dispozitivelor. Un obiectiv de bază în proiectarea circuitelor de precizie — de exemplu, de tipul amplificatorului 725 — îl constituie reducerea la minimum a tensiunii de ofset la intrare, ceea ce implică minimizarea neîmperecherii între rezistoarele din colector şi între tranzistoarele de la intrare.

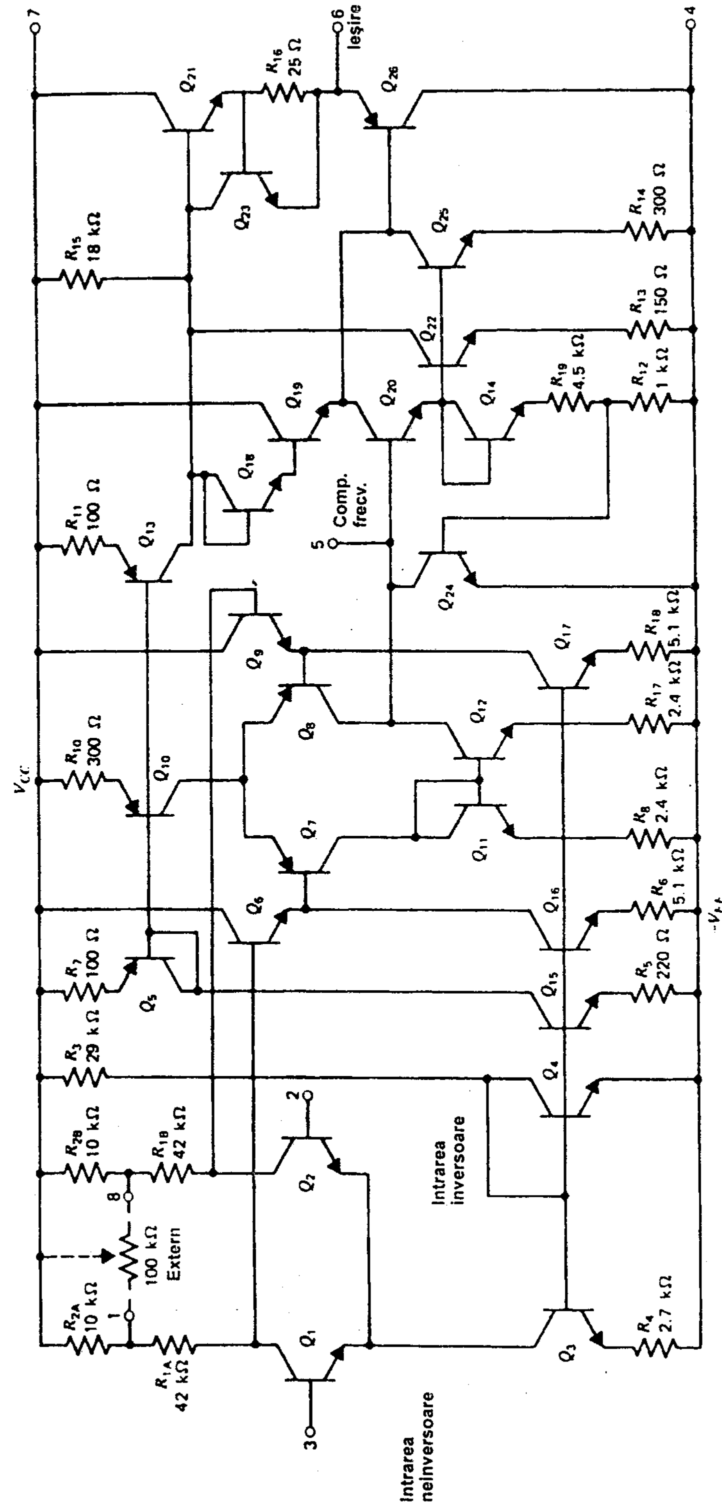


Fig. 6.27 Schema amplificatorului operaţional cu drift mic, 725.

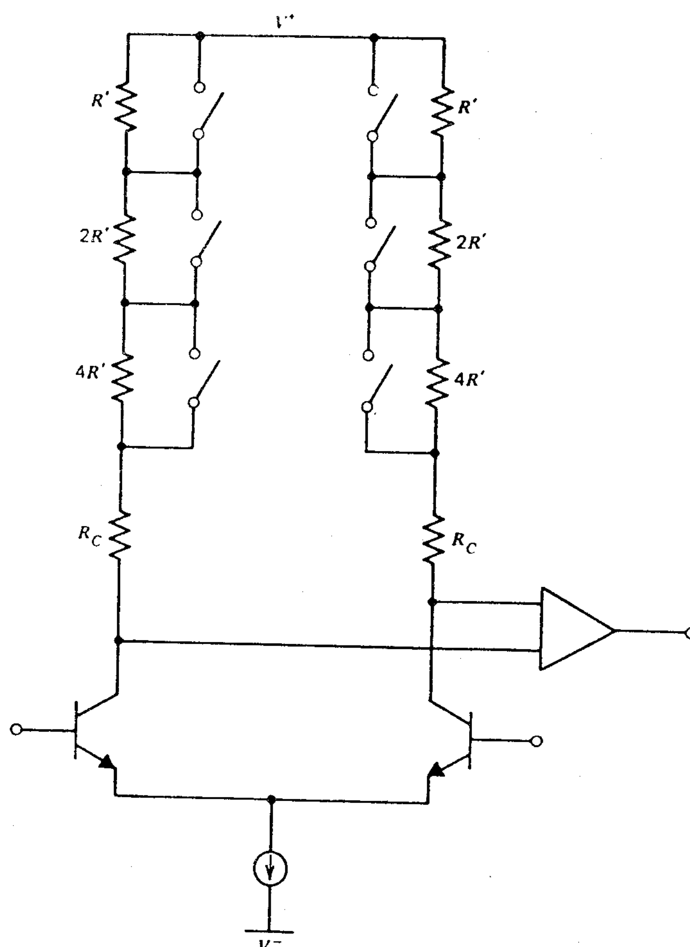


Fig. 6.28 Schema etajului de intrare pentru ajustarea discretă, pe cip, a tensiunii de ofset utilizând conexiuni fuzibile sau scurtcircuitabile. Rezistența R' este mult mai mică decât rezistența R_C.

Precizia cu care pot fi împerecheate două tranzistoare sau rezistoare care sunt nominal identice determină un efect de ordinul unu asupra performanțelor pe care le pot atinge atât amplificatoarele operaționale monolitice cât și multe alte tipuri de circuite integrate analogice cum ar fi stabilizatoarele de tensiune (*Capitolul 8*), multiplicatoarele analogice (*Capitolul 10*), convertoarele analog-digital și digital-analog, comparatoarele de tensiune și altele. Distribuția întâmplătoare, observată experimental, a neîmperecherilor între două rezistoare sau tranzistoare, presupuse identice, este în esență rezultatul acțiunii următorilor doi factori:

(1) variații ale poziției marginilor rezistoarelor sau tranzistoarelor, care rezultă chiar din rezoluția limitată a procesului fotolitografic. Acest fapt determină neîmperecheri ale ariilor de emitor ale tranzistoarelor bipolare și neîmperecheri ale raportului lungime-lățime al rezistoarelor și ale TEC;

(2) variația pe plachetă a rezistenței pe pătrat și a adâncimii zonelor implantate și difuzate care rezultă ca urmare a condițiilor neuniforme din timpul predepunerii și/sau difuziei

impurităților. Se obțin în acest fel variații ale rezistenței pe pătrat și ale dopării nete în bază, Q_B, a tranzistoarelor în funcție de poziția pe plachetă. Procesele care folosesc implantarea de ioni realizează un control și o uniformitate a parametrilor mult mai bune ca acelea din procesele care folosesc difuzia.

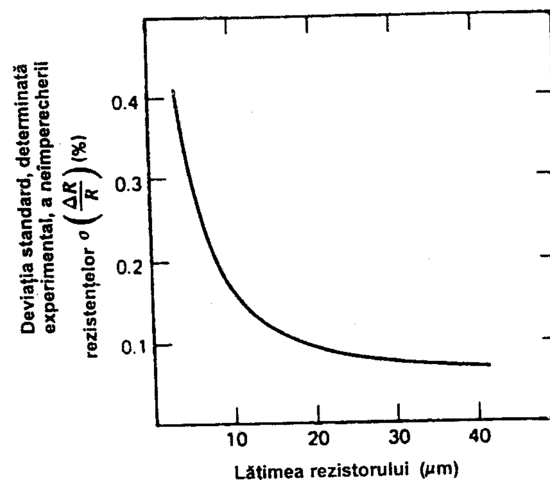


Fig. 6.29 Deviația standard observată experimental a distribuției neîmperecherilor rezistoarelor implantate ionic având 250 Ω/□ și $W/L=0{,}1$.

În plus față de aceste fenomene aleatoare pot apărea și neîmperecheri sistematice dintr-un număr de cauze care includ erorile de desenare a măștilor și gradienții de temperatură pe cip. Aceste erori sistematice sunt, totuși, ușor de detectat deoarece ele apar pe fiecare cip și ca urmare pot fi corectate. Fluctuațiile întâmplătoare reprezintă factorul esențial care limitează precizia care se poate atinge la împerechere.

Deoarece rezoluția fotolitografiei limitează precizia împerecherii este clar că parametrul important îl constituie mărimea rezistorului sau a tranzistorului, definită în raport cu rezoluția. Dacă rezistorul este desenat, de exemplu, mai lat, atunci aceeași valoare a incertitudinii asupra poziției marginilor sale va avea un efect proporțional mai slab, iar împerecherea va fi mai bună, fapt care se observă și experimental. În fig. 6.29 se dă dependența observată experimental a împerecherii rezistoarelor în funcție de lățimea rezistorului. În mod asemănător împerecherea în I_S a tranzistoarelor devine evident mai bună, odată cu creșterea dimensiunilor emitorului, după cum se ilustrează și prin graficul datelor de împerechere, determinate experimental, din fig. 6.30.

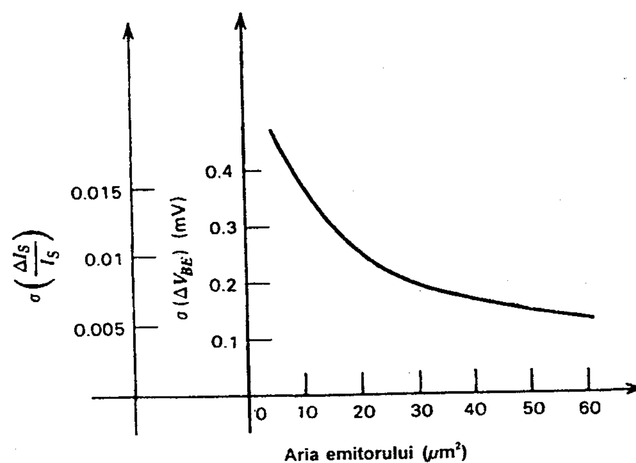


Fig. 6.30 Deviația standard observată experimental a distribuției neîmperecherilor tensiunii V_{BE} și curentului I_S în funcție de aria emitorului pentru tranzistoare bipolare implantate.

Creșterea ariei cipului, deci și a costului, limitează în general mărimea diverselor dispozitive; în cazul amplificatoarelor operaționale de precizie tranzistoarele de intrare și rezistoarele se fac însă în general atât de mari pe cât este posibil.

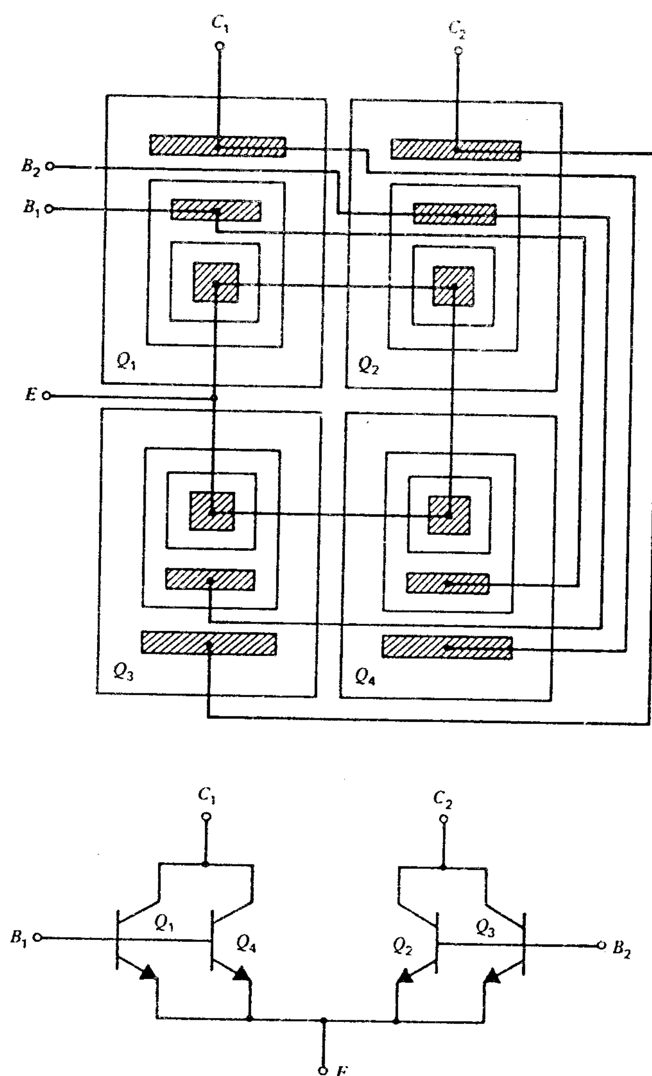


Fig. 6.31 Geometria superficială cu simetrie față de un centru pentru perechea cu cuplaj în emitoare.

Al doilea factor care limitează împerecherea, gradienții pe plachetă determinați de proces, poate fi parțial atenuat prin utilizarea de geometrii convenabile care fac ca neîmperecherea dispozitivelor să fie insensibilă la unele tipuri de gradienți de proces. Acest tip de geometrii sunt denumite cu un termen generic „centroide", cel mai simplu caz fiind ilustrat în fig. 6.31. Aici tranzistoarele care alcătuiesc perechea sunt formate prin conectarea în cruce a patru tranzistoare, două câte două. În sens geometric este evident gradul ridicat de simetrie a structurii formate de cele patru tranzistoare. Un exemplu de amplificator operațional care utilizează o astfel de geometrie este [illegible], a cărui schemă este indicată în fig. 6.27. Fotografia cipului este prezentată în fig. [illegible]. Tranzistoarele de intrare sunt împărțite fiecare în [illegible] cruce și conectate în cruce pentru a realiza geometria de centroidă. În acest circuit particular se reușește obținerea unei valori tipice a tensiunii de ofset la intrare de 500 μV.

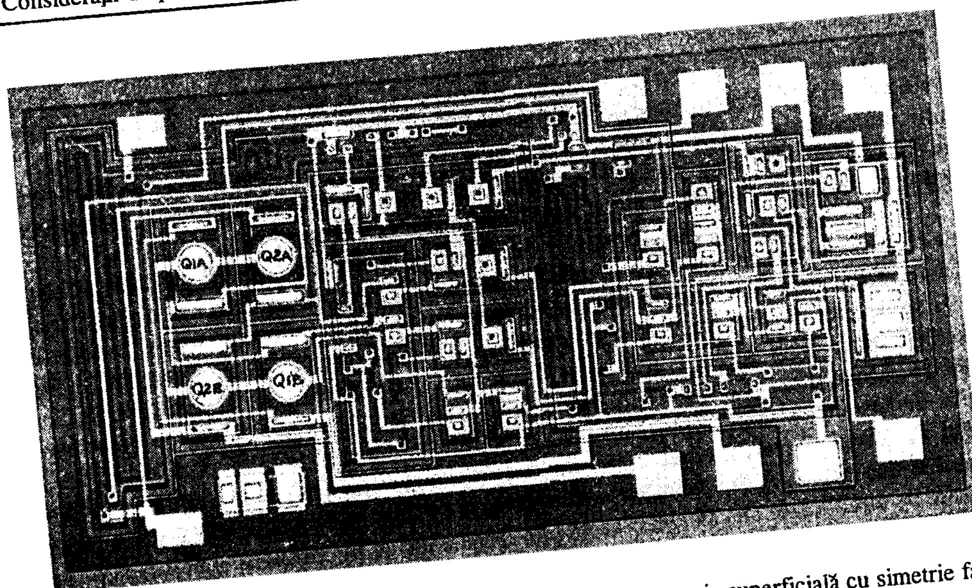


Fig. 6.32 Fotografia cipului amplificatorului 725. Se observă geometria superficială cu simetrie față de un centru a tranzistoarelor de intrare.

După cum s-a arătat in *Capitolul 3* tensiunea de ofset referită la intrare a unei perechi diferențiale bipolare este, tipic, cu un ordin de mărime mai mică decât cea a unei perechi diferențiale cu TEC. Deci pentru amplificatoarele de curent continuu cu tensiune de ofset și drift al tensiunii de ofset mici dispozitivul preferat va fi tranzistorul bipolar. Dacă se urmărește realizarea unui amplificator cu ofset mic într-o tehnologie TEC, se vor aplica aceleași principii de bază descrise mai înainte.

6.4.2 Proiectarea amplificatoarelor operaționale cu curent mic de intrare

În aplicațiile de instrumentație tensiunea de ofset la intrare și driftul său fixează limita inferioară a valorii tensiunii de curent continuu care mai poate fi pusă în evidență de un amplificator în cazul în care sursa de semnal are o impedanță internă de valoare mică. Dacă impedanța internă a sursei de semnal are o valoare mare poate deveni important efectul dat de curenții de polarizare ai intrărilor sau de curentul de ofset (curenții de polarizare ai intrărilor se închid prin rezistența internă a sursei și/sau prin rezistoarele care fixează valoarea câștigului, determinând căderi de tensiune care limitează inferior valoarea semnalelor de curent continuu care mai pot fi puse în evidență de amplificator. Mai mult decât atât, în unele aplicații este necesară sesizarea directă a unui curent; un exemplu îl constituie amplificatorul pentru fotodiode din fig. 6.33.

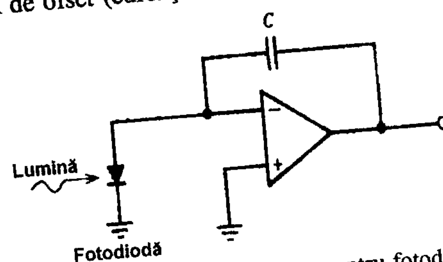


Fig. 6.33 Amplificator integrator pentru fotodiodă.

Aceste fotodetectoare sunt utilizate, de exemplu, în aplicaţiile în care trebuie măsurat nivelul de iluminare ambiant. Valorile tipice ale curentului de ieşire al fotodiodelor variază — pentru gama de valori de interes ale fluxului luminos — de la pA la μA. În acest caz limita pentru nivelul inferior al fluxului de lumină care mai poate fi pus în evidenţă va fi impusă de curentul de intrare al amplificatorului operaţional (vezi fig. 6.33). Concluzia este clară: există multe aplicaţii în care sunt necesare amplificatoare operaţionale cu curenţi de polarizare ai intrărilor mult mai mici decât aceia ai amplificatorului operaţional 741.

La amplificatorul 741 curenţii de la intrare sunt daţi de curenţii de bază ai tranzistoarelor de la intrare. Pentru a îmbunătăţi valoarea curenţilor de la intrare sunt posibile următoarele alternative: reducerea curentului de polarizare al etajului de intrare, introducerea unei surse de curent pentru compensarea curentului de la intrare, creşterea câştigului în curent al tranzistoarelor de la intrare şi utilizarea la intrare a altor dispozitive, de exemplu TECJ sau TECMOS. După cum se va arăta în *Capitolul 7*, prin reducerea curentului de polarizare al etajului de intrare se degradează, din păcate, răspunsul în frecvenţă al circuitului. În plus câştigul în curent al tranzistoarelor *npn* de circuit integrat tinde să scadă rapid la nivele de curent mai mici de 1 μA (cu excepţia cazului în care se adaugă etape suplimentare la proces). Tehnicile de circuit care au câştigat o acceptare largă constau în utilizarea unei surse de curent pentru anularea curentului de la intrare (compensarea curentului de polarizare al intrărilor), creşterea câştigului în curent al tranzistoarelor de intrare (tranzistoare super-β) şi utilizarea la intrare a TECJ sau TECMOS. În continuare vom discuta fiecare din aceste tehnici de circuit.

Compensarea curentului de polarizare al intrărilor. Curentul de polarizare al intrărilor unui amplificator operaţional cu tranzistoare de intrare bipolare este egal cu curentul de colector al tranzistoarelor de la intrare împărţit la câştigul lor în curent. Un curent, egal cu curentul de la intrare, se poate obţine din curentul de colector al tranzistoarelor de intrare printr-o împărţire prin β; el va fi trimis în terminalul de intrare prin intermediul unei surse de curent, fiind posibilă, în principiu, anularea completă a curentului care apare la intrare. O schemă de principiu a unui astfel de etaj de intrare este prezentată în fig. 6.34.

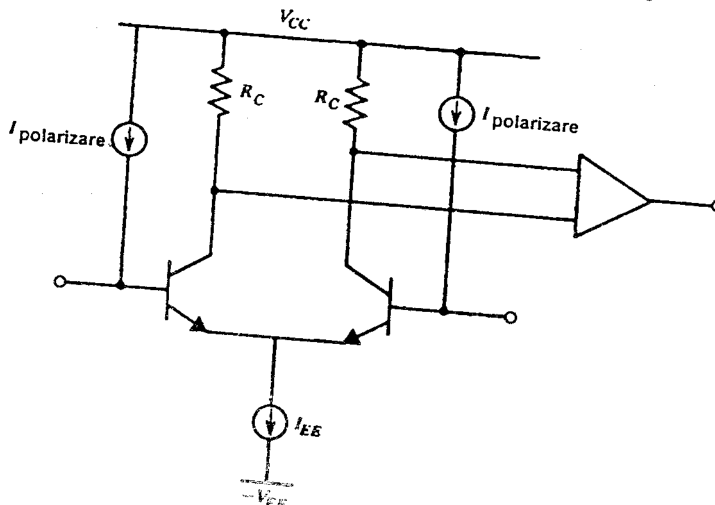


Fig. 6.34 Schema de principiu a unui circuit de anulare a curentului de la intrarea amplificatorului. Sursele de curent I sunt egale ca valoare cu curenţii de bază ai tranzistoarelor de intrare.

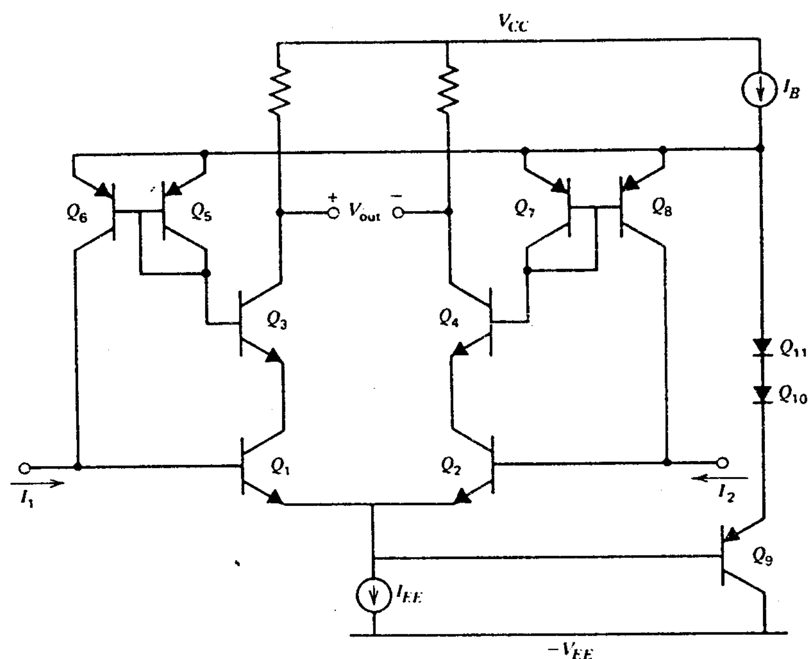


Fig. 6.35 Un circuit tipic pentru anularea curenților de polarizare al intrărilor.

Această tehnică de circuit realizează într-adevăr o reducere importantă a curentului de polarizare a intrărilor, limita inferioară fiind dată de împerecherea valorilor câștigului în curent al tranzistoarelor *npn* din circuit. Trebuie observat că, din păcate, această tehnică nu îmbunătățește valoarea curentului de ofset la intrare.

O schemă concretă de compensare a curentului de polarizare al intrărilor este indicată în fig. 6.35. În această schemă tranzistorul Q_9, împreună cu diodele Q_{10} și Q_{11}, se folosesc pentru polarizarea emitoarelor tranzistoarelor Q_6 și Q_8 la un potențial mai ridicat cu $3V_{BE}$ față de emitoarele tranzistoarelor Q_1 și Q_2. Diodele Q_7 și Q_5 sunt polarizate direct deoarece prin ele trec curenții de bază ai tranzistoarelor Q_3 și Q_4, astfel că potențialul bazelor lui Q_3 și Q_4 este mai mare cu $2V_{BE}$ decât potențialul emitoarelor tranzistoarelor Q_1 și Q_2. Ca urmare emitoarele tranzistoarelor Q_3 și Q_4 se găsesc la un potențial mai mare cu un V_{BE} față de acela al emitoarelor tranzistoarelor Q_1 și Q_2, aceste tranzistoare de intrare funcționând astfel la o tensiune colector-bază aproximativ nulă. Presupunând câștigul în curent al tranzistoarelor *npn* suficient de mare, curentul de colector al tranzistoarelor Q_3 și Q_4 va fi aproximativ egal cu acela al tranzistoarelor Q_1 și Q_2. Dacă valoarea câștigului în curent al tuturor tranzistoarelor *npn* este aceeași atunci curenții de bază ai tranzistoarelor Q_3 și Q_4 vor fi egali cu curenții de bază ai tranzistoarelor Q_1 și Q_2. Sursele de curent *pnp* Q_5, Q_6, Q_7 și Q_8 preiau acești curenți de bază și furnizează înapoi în bazele lui Q_1 și Q_2 un curent egal cu curentul de bază. Dacă valoarea câștigului în curent al tranzistoarelor *pnp* este suficient de mare, compensarea curenților este precisă.

În acest circuit, în practică, valoarea câștigului în curent al tranzistoarelor *pnp* este destul de mică, deoarece ele funcționează la nivele de curent foarte mici. Totodată, câștigul în curent al tranzistoarelor *npn* nu se împerechează precis.

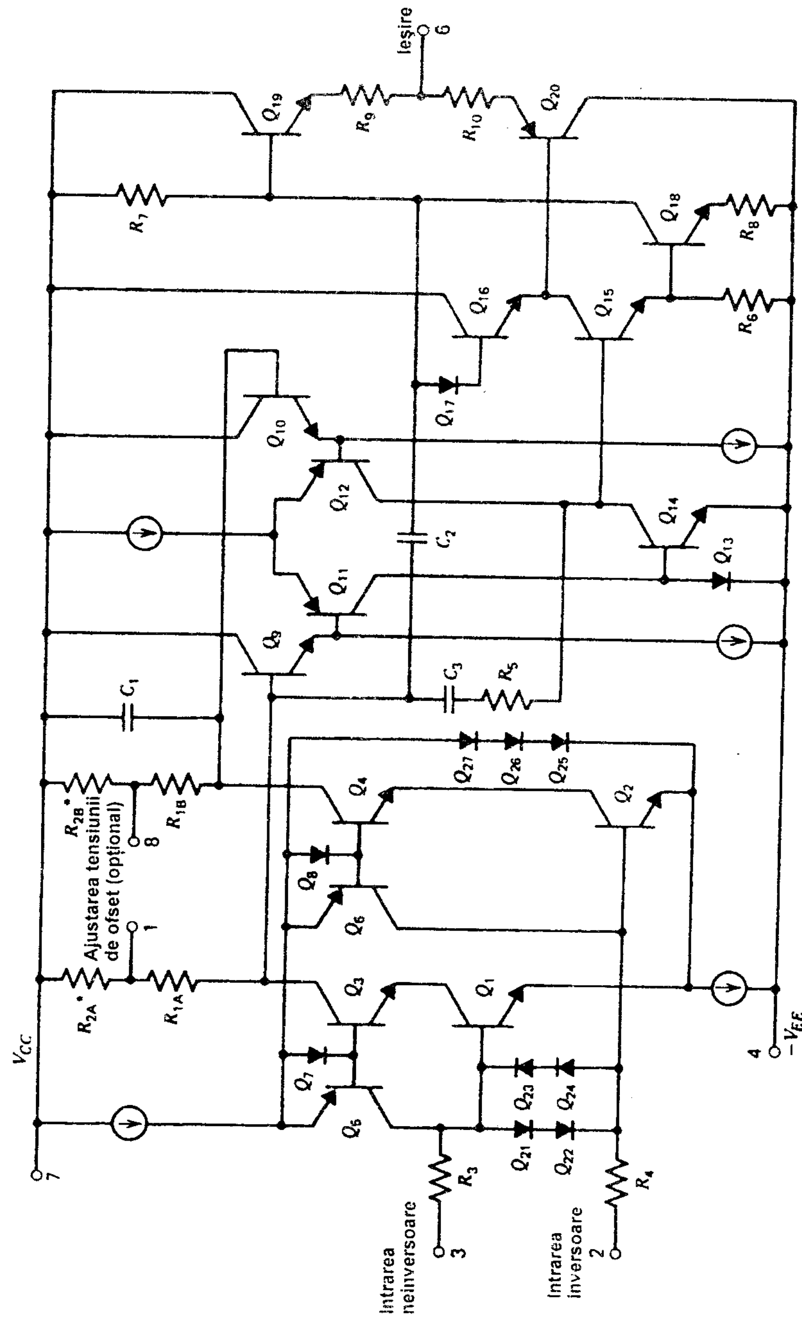


Fig. 6.36 Schema amplificatorului operaţional OP-07 cu compensarea curentului de intrare.

Ca urmare, între curentul de bază al tranzistorului Q_1 și curentul de colector a tranzistorului Q_6, pe care se presupune că îl compensează, există o neîmperechere tipică de 5—20%, curentul de intrare fiind, tipic, 1/5 și 1/20 din curentul de intrare necompensat.

Pe de altă parte, valoarea curentului de ofset la intrare este înrăutățită de prezența circuitului de compensare. Curentul de ofset la intrare este dat de neîmperecherea inițială a curenților de bază ai lui Q_1 și Q_2 plus neîmperecherea curenților de colector ai lui Q_6 și Q_8. Ultimul termen depinde de împerecherea câștigurilor în curent în perechile Q_3-Q_4, Q_5-Q_6 și Q_7-Q_8 și de împerecherea I_S în perechile Q_5-Q_6 și Q_7-Q_8. În comparație cu cazul fără compensare curentul de ofset se mărește cu un factor de 2—4. De asemenea se mărește și curentul de zgomot la intrare (vezi *Capitolul 11*). Schema completă a unui amplificator tipic în care se utilizează compensarea curentului de polarizare al intrărilor, OP-07, este indicată în fig. 6.36. În OP-07 se folosește și ajustarea tensiunii de ofset, după metoda descrisă în *Secțiunea 6.4.1* și prezentată în fig. 6.28. OP-07 are o valoare tipică a tensiunii de ofset la intrare de 50 μV, a curentului de polarizare al intrărilor de 4 nA și a celui de ofset de 4 nA.

Tranzistoare super-β. A doua metodă de micșorare a curentului de polarizare al intrărilor constă în creșterea câștigului în curent al tranzistoarelor etajului de intrare[6]. Din punct de vedere practic această metodă înseamnă utilizarea tranzistoarelor super-β descrise în *Capitolul 2*. Din punct de vedere al circuitului, folosirea acestor tranzistoare necesită proiectarea unui etaj de intrare în care tensiunea colector-emitor a tranzistoarele de intrare trebuie să nu depășească 1—2 V. Această cerință se poate realiza într-o modalitate destul de directă prin utilizarea unei configurații de tip cascodă, după cum se arată în fig. 6.37. Diodele D_1 și D_2, împreună cu sursa de curent I_1, polarizează bazele tranzistoarelor Q_3 și Q_4 la un potențial mai mare cu $2V_{BE}$ decât potențialul emitoarelor tranzistoarelor Q_1 și Q_2. În acest fel tensiunea colector-bază a tranzistoarelor Q_1 și Q_2 este zero. Un amplificator operațional super-β tipic (108) are un curent de polarizare al intrărilor de 3 nA și un curent de ofset de 0,5 nA.

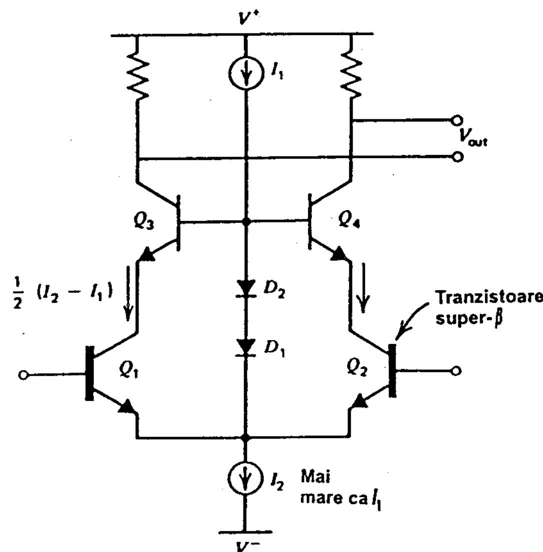


Fig. 6.37 Schema de principiu a unui etaj de intrare cu tranzistoare super-β, care folosește o configurație cascodă.

Amplificatoare operaționale care au la intrare TEC. A treia posibilitate practică de realizare a unor curenți de polarizare ai intrărilor de valoare mică constă în folosirea ca dispozitive de intrare a tranzistoarelor cu efect de câmp.

După cum s-a arătat în *Secțiunea 6.2* valoarea curenților de grilă ai TECJ se plasează în gama pA în timp ce pentru TECMOS valoarea lor este cu ordine de mărime mai mică. În practică grilele TECMOS, care se conectează la lumea exterioară prin terminalele cipului, trebuie însă protejate față de efectele distructive ale electricității statice. Tipic această protecție se realizează prin diode de limitare, invers polarizate, conectate între grilă și sursa de alimentare și între grilă și masă. În această situație curentul de intrare este de fapt determinat de curentul rezidual al diodelor de protecție, valoarea sa fiind de ordinul pA chiar și pentru TECMOS. În interiorul cipului această protecție nu mai este necesară și, ca urmare, amplificatoarele cu TECMOS permit obținerea unor valori extrem de mici ale curenților de polarizare ai intrărilor, intrinseci acestor tranzistoare. Amplificatoarele MOS constituie o clasă importantă de circuite integrate ca urmare a utilizării lor extensive în filtrele cu capacitoare comutate realizate într-un singur cip și în alte sisteme analogice cu date eșantionate. Aceste amplificatoare se vor prezenta într-o secțiune separată. Pentru ilustrarea structurii unui amplificator operațional care are la intrare TECJ se va considera amplificatorul operațional BiFET LF155.[7] Schema simplificată a acestui amplificator operațional este dată în fig. 6.38.

Etajul de intrare este format din TECJ cu canal *p*, J_1 și J_2, polarizate de către tranzistorul bipolar *pnp* Q_1. Tranzistoarele cu efect de câmp cu grilă-joncțiune J_1 și J_2 lucrează pe o sarcină activă formată de TECJ J_3 și J_4 conectate ca sursă de curent, având $V_{GS}=0$. Topologia acestui circuit este deci aceeași cu aceea a circuitului din fig. 4.19, având aceleași probleme potențiale de stabilitate a punctului static de funcționare determinate de faptul că ieșirile de mare impedanță ale tranzistoarelor J_1 și J_2 comandă tot impedanțe mari, corespunzătoare surselor de curent J_3 și J_4. În acest caz problema se rezolvă prin folosirea unei bucle de reacție de mod comun.

Al doilea etaj este un Darlington diferențial, format din tranzistoarele Q_7, Q_8, Q_9, Q_{10}, polarizat de sursa de curent realizată cu tranzistorul Q_5. Tranzistorul Q_6 conectat în colectorul lui Q_5 este sensibil la tensiunea de mod comun din punctul static de funcționare din drenele tranzistoarelor J_1 și J_2. De exemplu, dacă tensiunea de drenă a tranzistoarelor J_1 și J_2 crește, etajul al doilea, care lucrează pentru semnalele de mod comun ca un repetor pe emitor compus, comandă creșterea tensiunii în baza lui Q_6. Ca urmare curentul prin tranzistorul Q_6 crește luând din curentul I_{C1}, reducând astfel curentul de polarizare al tranzistoarelor J_1 și J_2. Ca urmare scade și tensiunea din drenele tranzistoarelor J_1 și J_2 iar circuitul de polarizare se duce spre o stare de echilibru, caracterizată de o valoare bine definită pentru tensiunile de drenă ale lui J_1 și J_2 egală cu

$$V_{D1,2} = -V_{EE} + I_{C6}R_1 + V_{BE6} + I_{C8}R_4 + V_{BE8} + V_{BE7} \approx \quad (6.84)$$

$$\approx -V_{EE} + 3\,V_{BE} \,. \quad (6.85)$$

Această valoare s-a ales astfel încât să țină tranzistoarele J_1 și J_2 în saturație alocând însă minimum pentru tensiunea V_{DS}; rezultă astfel pentru limita inferioară a gamei tensiunii de mod comun de la intrare, o valoare negativă mare. Limita inferioară a gamei de mod comun este determinată de intrarea în regiunea de tip triodă a tranzistoarelor J_1 și J_2.

În concluzie bucla de reacție de mod comun forțează egalitatea curenților

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = I_{DSS3,4} \quad (6.86)$$

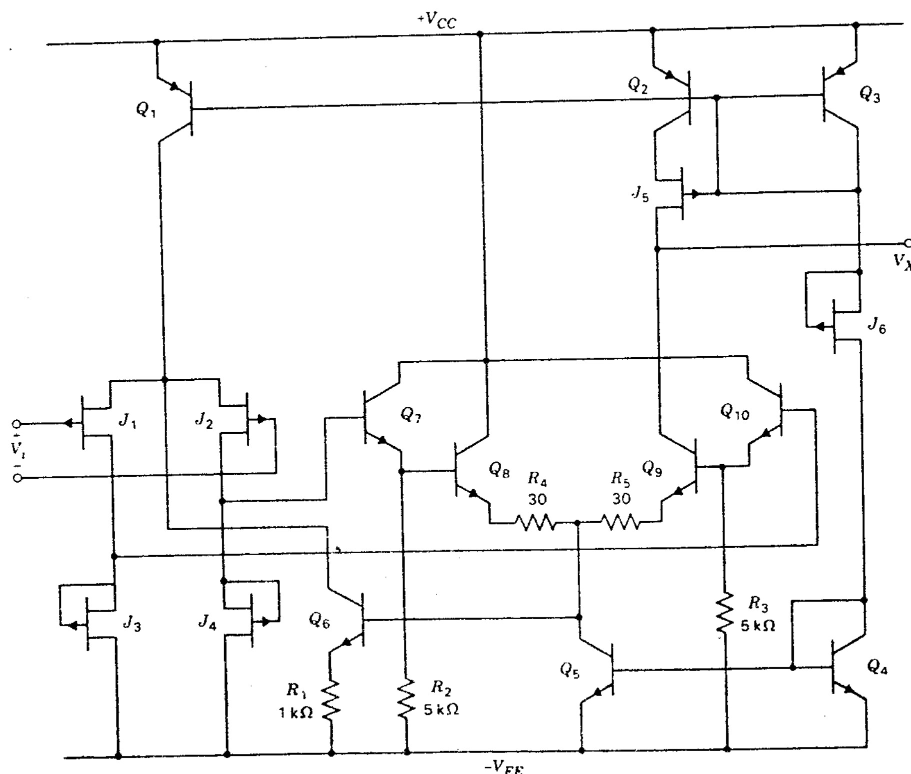


Fig. 6.38. Primul și al doilea etaj ale amplificatorului operațional BiFET LF155.

egalitate care se obține prin ajustarea curentului I_{C6} astfel încât

$$I_{C1} - I_{C6} = 2I_{DSS3,4} \ . \tag{6.87}$$

TECJ J_6 conectat ca sursă de curent stabilește curentul din punctul static de funcționare prin sursele de curent Q_4-Q_5 și Q_1-Q_2-Q_3. Raportul de arii se alege astfel ca $I_{C5}=2I_{C2}$. Etajul diferențial Darlington va fi echilibrat atunci când V_i este ajustat, stabilind valoarea tensiunii V_x astfel încât toate dispozitivele să fie în regiunea activă directă. De observat că valoarea câștigului în curent alternativ este mărită datorită sursei de curent cascodă formată de J_5 și Q_2. Tranzistorul Q_2 funcționează în regiunea activă directă având $V_{CB2}=V_{GS5}=0$ și curentul de colector egal cu curentul de drenă al tranzistorului J_5, $I_{D5}=I_{DSS}$. Cele două etaje sunt urmate de un etaj de ieșire bipolar convențional, în clasă AB, conectat în drena tranzistorului J_5.

Utilizarea de TECJ realizate prin implantare de ioni permite fabricarea de amplificatoare monolitice cu TECJ la intrare a căror tensiune de ofset este de ordinul câtorva mV. Ca urmare la temperatura camerei aceste amplificatoare oferă o combinație foarte dorită: o tensiune de ofset și un curent de polarizare al intrărilor relativ mici, curentul având o valoare tipică de ordinul a 10 pA. Totuși, la temperaturi ridicate curentul de polarizare al intrărilor crește foarte mult, el fiind de fapt curentul unei joncțiuni *pn* polarizate invers; pentru temperaturi de peste 100°C curentul de polarizare al intrărilor crește foarte mult depășind valorile corespunzătoare ale unor amplificatore operaționale super-β.

6.5 AMPLIFICATOARE OPERAŢIONALE MOS[8,9,10]

Topologia de circuit, fundamentală, folosită pentru majoritatea amplificatoarelor operaţionale realizate cu tranzistoare bipolare este prezentată în fig. 6.39*a* într-o formă simplificată. Un etaj diferenţial de intrare cu sarcină activă este urmat de un al doilea etaj de câştig. În cazul în care amplificatorul trebuie să lucreze pe sarcini mari, exterioare cipului, se poate adăuga un etaj de ieşire. De observat că în cazul amplificatorului operaţional 741 în etajul de s-au introdus tranzistoare *npn* performante pentru a ameliora funcţionarea tranzistoarelor *pnp* laterale. Dacă în meniul de componente sunt disponibile tranzistoare *pnp* performante se poate folosi etajul de intrare mai simplu prezentat în fig. 6.39*a*.

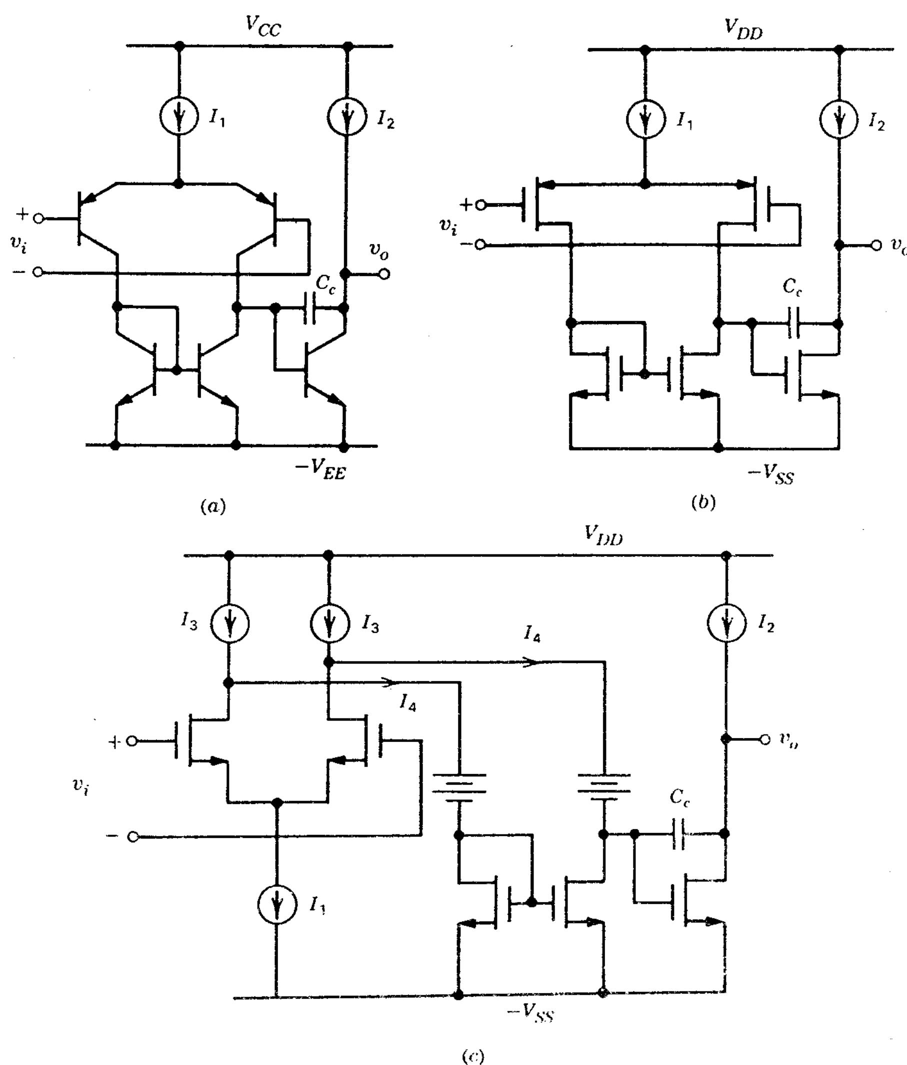


Fig. 6.39 Arhitectura de amplificator cu două etaje. (*a*) Implementarea bipolară. (*b*) Implementarea CMOS. (*c*) Un exemplu de implementare NMOS cu reţea de cuplaj între etaje

Metoda cea mai utilizată pentru implementarea amplificatoarelor operaționale CMOS rezultă direct din fig. 6.39*a* şi este prezentată în fig. 6.39*b*. Această configurație oferă valori bune pentru gama de mod comun, excursia de tensiune la ieşire, câştigul în tensiune şi raportul de rejecție a modului comun (CMRR), folosind un circuit simplu care poate fi compensat cu un singur capacitor. Deşi implementarea acestei arhitecturi într-o tehnologie NMOS necesită elemente de circuit suplimentare datorită inexistenței tranzistoarelor complementare, multe amplificatoare NMOS folosesc o configurație conceptual similară. Acest fapt este ilustrat în fig. 6.39*c* în care între primul şi al doilea etaj s-a inserat un circuit diferențial de deplasare de nivel compus din surse de tensiune. În acest mod în ambele etaje se pot folosi ca dispozitive de câştig tranzistoarele cu canal *n* indus şi ca sarcini active tranzistoarele cu canal *n* inițial (reprezentate în fig. 6.39*c* ca surse de curent). Acest circuit poate fi privit ca o versiune „îndoită" a circuitului din fig. 6.39*b*, în care etajul de intrare a fost „răbătut" în jos pentru a deveni un etaj NMOS. Din punct de vedere al analizei de semnal mic toate cele trei circuite prezentate în fig. 6.39 sunt în esență identice. Topologia prezentată în fig. 6.39*c* se poate utiliza în orice tehnologie în care este disponibil doar un singur tip de tranzistor performant. Circuitul activ pentru realizarea deplasării de nivel, modelat printr-o baterie, necesită un curent de polarizare care se obține făcând curentul I_3 mai mare decât $I_1/2$:

$$I_4 = I_3 - \frac{I_1}{2}. \tag{6.88}$$

În această secțiune se vor analiza diverşii parametri ai amplificatorului operațional CMOS a cărui schemă este indicată în fig. 6.40. Analiza se va focaliza pe acele aspecte care sunt diferite de cazul bipolar.

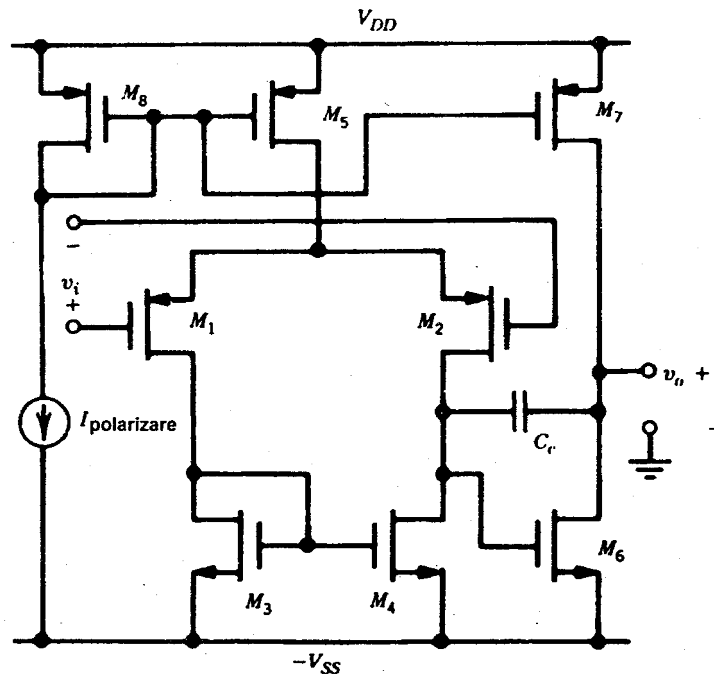


Fig. 6.40 O schemă mult mai detaliată a unui amplificator operațional CMOS cu două etaje.

Pentru determinarea câştigului în tensiune al amplificatorului din fig. 6.40 cele două etaje se pot considera separat deoarece nu există o încărcare a primului etaj de către al doilea etaj datorită valorii practic infinite a rezistenţei de intrare a tranzistorului MOS. Primul etaj are exact aceeaşi configuraţie ca aceea discutată în *Secţiunea 4.3.2* numai că acum tranzistoarele sunt MOS şi nu bipolare. Expresia câştigului în tensiune la semnal mic determinată pe baza circuitului echivalent din fig. 4.24 se poate aplica şi în acest caz, dacă se face $r_\pi = \infty$. Ca urmare, folosind (4.106), rezultă expresia câştigului în tensiune al primului etaj:

$$A_{v1} = \frac{g_{m1}}{g_{o2} + g_{o4}} \tag{6.89}$$

g_{m1} fiind transconductanţa tranzistoarelor de intrare iar g_o conductanţa de ieşire la semnal mic a tranzistorului. La fel se obţine şi expresia câştigului în tensiune al celui de al doilea etaj:

$$A_{v2} = \frac{-g_{m6}}{g_{o6} + g_{o7}} \; . \tag{6.90}$$

Deci, expresia câştigului global al amplificatorului este

$$A_v = -\frac{g_{m1}g_{m6}}{(g_{o2} + g_{o4})(g_{o6} + g_{o7})} \; . \tag{6.90a}$$

Se observă că valoarea câştigului global este legată de mărimea $(g_m/g_o)^2$. Din (3.13a) rezultă

$$g_m r_o = \frac{2L_{ef}}{V_{GS} - V_t}\left[\frac{dX_d}{dV_{DS}}\right]^{-1} = \tag{6.90b}$$

$$= 2\,\frac{V_A}{V_{GS} - V_t} \tag{6.90c}$$

astfel că valoarea câştigului global este puternic dependentă de punctul de funcţionare ales pentru tranzistoare şi de lungimea canalului tranzistoarelor folosite.

Să considerăm, în calitate de exemplu, procesul de 3 μm descris în *Tabelul 2.1* în care dX_d/dV_{DS} este de 0,2 V/μm pentru tranzistorul cu canal n şi de 0,1 V/μm pentru tranzistorul cu canal p. Să presupunem că se realizează un amplificator operaţional folosind o lungime a canalului de 3 μm şi $(V_{GS}-V_t)$=0,3 V pentru toate tranzistoarele. Din (6.90b) rezultă pentru mărimea $g_m r_o$ o valoare de 100 pentru tranzistorul NMOS şi de 200 pentru tranzistorul PMOS. Câştigul global, în conformitate cu (6.90a), are o valoare $A_v = -67\times67 = -4490$. Această valoare poate fi mărită fie prin creşterea lungimii canalului, fie prin scăderea curentului de polarizare astfel încât să se micşoreze $(V_{GS}-V_T)$. Ambele metode duc însă la degradarea răspunsului în frecvenţă al amplificatorului. De asemenea, după cum rezultă din relaţia 3.176, tensiunea de ofset a amplificatorului este direct proporţională cu $(V_{GS}-V_t)$. În concluzie, am pus astfel în evidenţă interdependenţele fundamentale între răspunsul în frecvenţă, câştig şi tensiunea de ofset la intrare care apar în proiectarea amplificatorului operaţional CMOS.

Amplificatorul cu două etaje fundamental, discutat mai sus, este mult folosit într-o diversitate de aplicaţii, cunoscând multe variante. Cu toate acestea s-au dezvoltat şi alte soluţii de circuit care optimizează unele aspecte ale funcţionării amplificatorului. În această secţiune vom considera la început diferite variante ale circuitului fundamental şi apoi alte arhitecturi.

Îmbunătăţirea câştigului în tensiune prin folosirea cascodei. Valoarea câştigului în tensiune care se poate obţine cu configuraţia fundamentală din fig. 6.40 poate să nu fie

satisfăcătoare în aplicaţiile de precizie care cer valori mari ale câştigului cu bucla deschisă. O cale de îmbunătăţire a valorii câştigului în tensiune fără a adăuga alte etaje cu sursa comună şi — implicit, nodul de mare impedanţă asociat unui astfel de etaj — este de a adăuga un etaj cu grila comună, sau o cascodă, pentru creşterea impedanţei de ieşire a tranzistoarelor cu sursa comună din amplificatorul fundamental. Deci, tranzistorul cu sursa comună se înlocuieşte cu două tranzistoare aşezate în serie, unul conectat cu sursa comună iar celălalt cu grila comună. Efectul acestei modificări constă în mărirea rezistenţei de ieşire a etajului cu un factor egal, aproximativ, cu $g_m r_o$ a tranzistorului cascodă. Dacă şi rezistenţa de ieşire a sursei de curent, care constituie sarcina etajului, este mărită în mod asemănător prin adăugarea convenabilă de tranzistoare cascodă, câştigul în tensiune al etajului creşte cu un factor de aproximativ $g_m r_o$. Utilizarea cascodelor pentru creşterea valorii câştigului în tensiune a amplificatorului cu două etaje este ilustrată în fig. 6.41. Deşi în această schemă tranzistoarele cascodă au fost adăugate doar primului etaj, ele se pot adăuga şi numai celui de al doilea etaj sau ambelor etaje. Un dezavantaj al acestui circuit este dat de scăderea substanţială a gamei de mod comun la intrare, scădere care poate fi redusă prin folosirea unei polarizări optime a cascodelor în concordanţă cu ce s-a discutat în *Secţiunea 4.2.3*.

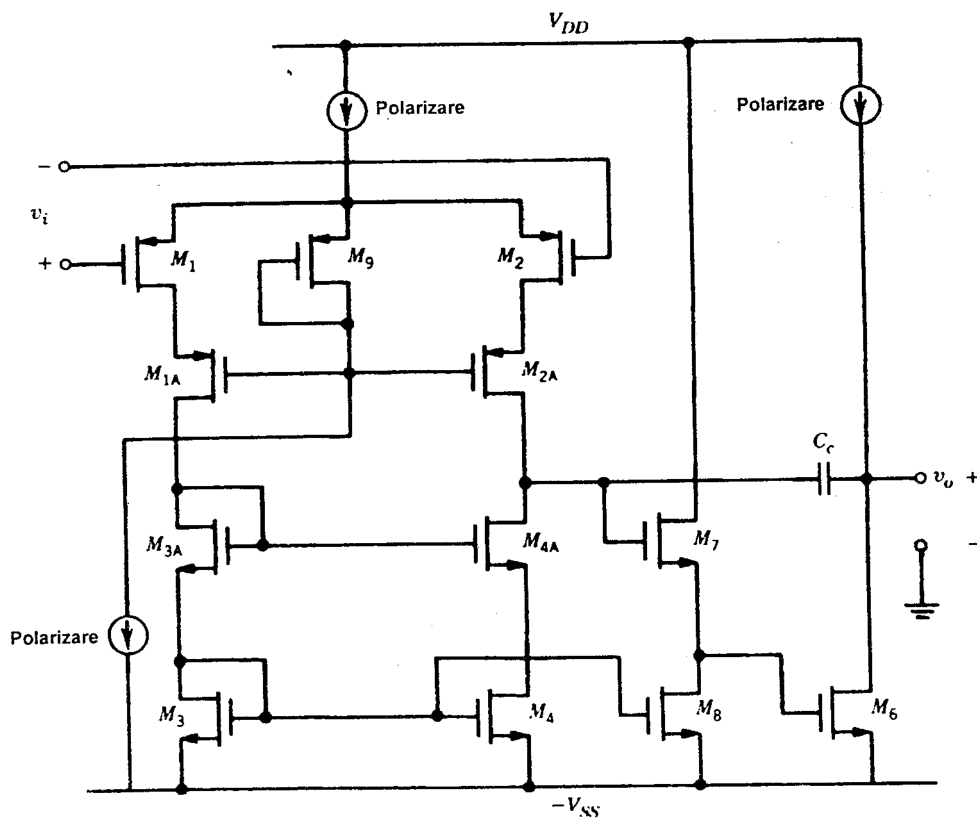


Fig. 6.41 Amplificatorul cu două etaje în care primului etaj i s-au adăugat tranzistoare cascodă. În acest exemplu tranzistoarele M_7 şi M_8 realizează deplasarea de nivel între ieşirea primului etaj şi intrarea celui de al doilea astfel încât pe toată calea de semnal să fie menţinut echilibrul de curent continuu. Raportul W/L al tranzistorului M_9 trebuie să fie ales astfel încât tranzistoarele M_1 şi M_2 să fie menţinute chiar la marginea exterioară a regiunii de tip triodă.

Amplificatoare sursă-comună — grilă-comună. După cum s-a arătat anterior configuraţiile de tip cascodă se pot folosi pentru creşterea câştigului în tensiune al etajelor de amplificare cu tranzistoare MOS. În multe aplicaţii câştigul etajului poate fi mărit suficient astfel încât un singur etaj sursă-comună — grilă-comună să ofere o valoare suficientă a câştigului în tensiune.

Un exemplu de astfel de amplificator[9,11], cunoscut şi sub numele de cascodă „îndoită" sau cascodă „împăturită" (*folded cascode*), este prezentat în fig. 6.42. Tranzistoarele NMOS M_3 şi M_4 funcţionează în curent alternativ ca tranzistoare cascodă pentru tranzistoarele de intrare PMOS M_1 şi M_2. Denumirea de cascodă îndoită vine de la faptul că într-o cascodă obişnuită tranzistoarele M_3 şi M_4 ar fi fost comandate de tranzistoare de intrare NMOS. Ca urmare acest circuit este o versiune „răbătută în sus" a cascodei standard, având şi avantajul că se realizează simultan şi funcţia de deplasare de nivel. Polarizarea se realizează făcând curenţii surselor de curent M_{10} şi M_9 mai mari decât $I_{D11}/2$; ca urmare

$$I_{D3} = I_{D4} = I_{D10} - \frac{I_{D11}}{2} \tag{6.91}$$

şi

$$I_{D10} = I_{D9} \, . \tag{6.92}$$

Fig. 6.42 Exemplu de configuraţie de amplificator sursă-comună — grilă-comună, cunoscută şi sub numele de cascodă „îndoită".

Câştigul în tensiune la semnal mic, la joasă frecvenţă al circuitului este

$$A_v = g_{m1}(R_{o7} \parallel R_{o4}) \qquad (6.93)$$

unde

$$R_{o7} = r_{o7}(1 + g_{m7}r_{o5}) \qquad (6.94)$$

şi

$$R_{o4} = r_{o4}(1 + g_{m4}r_{o9} \parallel r_{o2}) \ . \qquad (6.95)$$

Se pot obţine valori ale câştigului de câteva mii.

Un avantaj important al acestui circuit este dat de faptul că capacitatea de sarcină C_L îndeplineşte şi funcţia de capacitor de compensare (vezi *Capitolul 9*). Ca urmare, pentru a menţine amplificatorul stabil atunci când este conectat într-o buclă de reacţie, nu mai este nevoie de o capacitate suplimentară (cum era C_C în circuitul anterior).

Un dezavantaj important al amplificatoarelor cu un singur etaj este acela că excursia de tensiune la ieşire se reduce datorită tranzistoarelor cascodă M_3, M_4, M_7 şi M_8. Această problemă a fost discutată în *Secţiunea 4.2.3*; cascoda cu excursie mare de tensiune la ieşire prezentată acolo se poate aplica direct amplificatoarelor cu un singur etaj. Se obţine o excursie de tensiune la ieşire de până la $2(V_{GS}-V_t)=2\Delta V_{GSQ}$ faţă de fiecare sursă de alimentare.

ANEXE

A6.1 Calculul tensiunii şi curentului de ofset la intrare pentru amplificatorul 741.

Curentul şi tensiunea de ofset la intrare constituie doi parametri importanţi în caracterizarea funcţionării unui amplificator operaţional. După cum s-a discutat mai înainte în acest capitol, aceşti parametri stabilesc limita inferioară a valorii semnalului de curent continuu care poate fi detectat şi amplificat cu corectitudine de către amplificator. Calculul acestor parametri este fundamental diferit de calculul altor parametri cum ar fi, de exemplu, câştigul în tensiune. Tensiunea şi curentul de ofset sunt parametri aleatori ale căror valori medii sunt în mod obişnuit practic nule. Aceste mărimi îşi au originea în neîmperecherile aleatoare care apar în perechile de dispozitive care constituie etajul de intrare al amplificatorului. Ele sunt cel mai bine descrise de o distribuţie cu (în mod ideal) o valoare medie nulă şi o valoare dată a deviaţiei standard. Parametrul de interes din punctul de vedere al proiectantului este deviaţia standard a distribuţiilor tensiunii şi curentului de ofset, care dictează valorile limită (alese de proiectant) de acceptare la testare a cipurilor bune, valori limită care trebuie să conserve şi un randament acceptabil. Din punctul de vedere al utilizatorului detaliile distribuţiei sunt mai puţin semnificative cu excepţia situaţiei în care ele afectează valoarea maximă specificată a tensiunii de ofset la care a ajuns proiectantul. La proiectarea etajului informaţiile disponibile pentru proiectant sunt date de distribuţiile neîmperecherilor valorilor de rezistoare, ale curenţilor de saturaţie ai tranzistoarelor şi ale valorilor câştigurilor în curent ale tranzistoarelor. Fiind date aceste distribuţii sarcina proiectantului este de a proiecta un etaj de intrare cu un ofset minim, realizându-se însă simultan şi celelalte cerinţe impuse amplificatorului. În continuare vom calcula tensiunea şi curentul de ofset pentru amplificatorul 741 în condiţiile în care presupunem că diversele neîmperecheri ale dispozitivelor sunt descrise de distribuţii normale (Gauss).

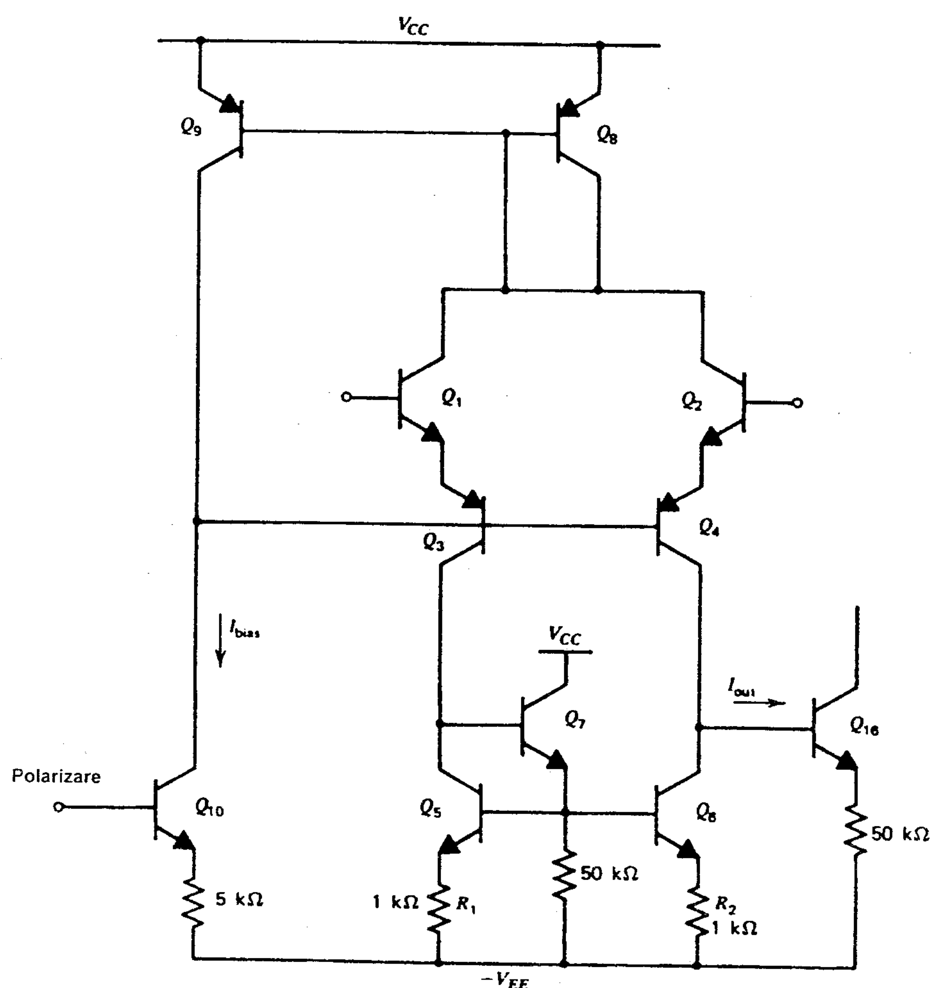


Fig. 6.43 Circuitul utilizat pentru calculul tensiunii de ofset, V_{OS}, a amplificatorului operaţional 741.

Schema simplificată a etajului de intrare este prezentată în fig. 6.43. În această analiză vom presupune că valoarea câştigului în curent al tranzistoarelor Q_1, Q_2, Q_5 şi Q_6 este suficient de mare astfel încât să se poată neglija curenţii lor de bază. Aceeaşi presupunere se face şi relativ la tranzistoarele Q_7 şi Q_{16}.

Problema se poate simplifica cu condiţia ca neîmperecherile să fie suficient de mici astfel încât şi perturbaţia pe care o introduc asupra curenţilor din circuit să fie mică. În acest caz vom considera separat, pe rând, neîmperecherea pentru fiecare pereche de dispozitive şi vom suprapune apoi, la sfârşit, rezultatele. Referindu-ne la fig. 6.43 se observă că în fond problema este de a determina valoarea tensiunii de la intrare, V_{OS}, care aduce curentul de ieşire, I_o, la zero, în prezenţa diferitelor neîmperecheri.

Pentru început considerăm neîmperecherile dintre Q_5 şi Q_6 şi R_1 şi R_2. Ofsetul curenţilor de colector pentru o astfel de configuraţie a fost analizat în *Capitolul 4*, obţinându-se

$$\frac{\Delta I_{C5\text{-}6}}{I_{C5\text{-}6}} = \frac{1}{1+g_m R_{1\text{-}2}} \frac{\Delta I_{S5\text{-}6}}{I_{S5\text{-}6}} - \frac{g_m R_{1\text{-}2}}{1+g_m R_{1\text{-}2}} \frac{\Delta R_{1\text{-}2}}{R_{1\text{-}2}} . \tag{6.96}$$

unde $\Delta I_{C5\text{-}6}/I_{C5\text{-}6}$ este neîmperecherea relativă a curenţilor I_{C5} şi I_{C6}. (6.96) se rescrie astfel:

$$\frac{\Delta I_{C5\text{-}6}}{I_{C5\text{-}6}} = \frac{1}{1+\frac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}} \frac{\Delta I_{S5\text{-}6}}{I_{S5\text{-}6}} - \frac{\frac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}}{1+\frac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}} \frac{\Delta R_{1\text{-}2}}{R_{1\text{-}2}} . \tag{6.97}$$

Pentru a produce între valorile curenţilor prin tranzistoarele Q_3 şi Q_4 diferenţa necesară aducerii curentului I_o la zero trebuie să aplicăm la intrare o tensiune V_{OS1} astfel încât

$$\Delta I_{C3\text{-}4} = \frac{g_{m1\text{-}2}}{2} V_{OS1} = \Delta I_{C5\text{-}6} . \tag{6.98}$$

Deci

$$V_{OS1} = \frac{2\Delta I_{C5\text{-}6}}{g_{m1\text{-}2}} . \tag{6.99}$$

Înlocuind (6.97) în (6.99) se obţine

$$V_{OS1} = \frac{2}{g_{m1\text{-}2}} \left[I_{C5\text{-}6} \frac{1}{1+\frac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}} \frac{\Delta I_{S5\text{-}6}}{I_{S5\text{-}6}} - I_{C5\text{-}6} \frac{\frac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}}{1+\frac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}} \frac{\Delta R_{1\text{-}2}}{R_{1\text{-}2}} \right] . \tag{6.100}$$

Deoarece

$$\frac{I_{C5\text{-}6}}{g_{m1\text{-}2}} = \frac{I_{C5\text{-}6}}{g_{m5\text{-}6}} = V_T \tag{6.101}$$

prin înlocuirea relaţiei 6.101 în (6.100) se obţine

$$V_{OS1} = 2V_T \left[\frac{1}{1+\frac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}} \frac{\Delta I_{S5\text{-}6}}{I_{S5\text{-}6}} - \frac{\frac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}}{1+\frac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}} \frac{\Delta R_{1\text{-}2}}{R_{1\text{-}2}} \right] . \tag{6.102}$$

Să considerăm acum neîmperecherea între $I_{S1\text{-}2}$ şi $I_{S3\text{-}4}$. Dacă curenţii de colector ai tranzistoarelor Q_1, Q_2, Q_3 şi Q_4 sunt egali, contribuţia la ofset a neîmperecherii Q_1-Q_2 este chiar diferenţa dintre V_{BE1} şi V_{BE2}, la aceeaşi valoare a curentului de colector:

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\frac{I_{S2}}{I_{S1}} \approx -V_T \frac{\Delta I_{S1\text{-}2}}{I_{S1\text{-}2}} . \tag{6.103}$$

Contribuţia neîmperecherii Q_3-Q_4 se deduce la fel, astfel că:

$$V_{OS2} = -V_T \frac{\Delta I_{S1\text{-}2}}{I_{S1\text{-}2}} - V_T \frac{\Delta I_{S3\text{-}4}}{I_{S3\text{-}4}} . \tag{6.104}$$

În final vom considera neîmperecherea între valorile câştigurilor în curent ale tranzistoarelor *pnp*. Presupunând cei doi curenţi de colector, I_{C3} şi I_{C4}, egali, curenţii de emitor vor diferi cu o valoare egală cu diferenţa între curenţii de bază. Dacă $\Delta\beta_F \ll \beta_F$ se găseşte

$$\frac{\Delta I_{E3\text{-}4}}{I_{E3\text{-}4}} = -\frac{1}{\beta_{3\text{-}4}}\frac{\Delta\beta_{3\text{-}4}}{\beta_{3\text{-}4}} . \qquad (6.105)$$

Neglijând curenţii de bază ai tranzistoarelor *npn*, diferenţa între curenţii de colector ai tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 va fi chiar $\Delta I_{C3\text{-}4}$. Aşadar

$$V_{OS3} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\frac{I_{C1}}{I_{C2}} \approx V_T\frac{\Delta I_{C1\text{-}2}}{I_{C1\text{-}2}} = V_T\frac{\Delta I_{E3\text{-}4}}{I_{E3\text{-}4}}$$

expresie care prin înlocuirea relaţiei 6.105 se reduce la

$$V_{OS2} = -V_T\frac{1}{\beta_{3\text{-}4}}\frac{\Delta\beta_{3\text{-}4}}{\beta_{3\text{-}4}} \qquad (6.106)$$

Tensiunea totală de ofset la intrare este dată de suma celor trei componente:

$$V_{OS} = V_{OS1} + V_{OS2} + V_{OS3}$$

$$V_{OS} = V_T\left[\frac{2}{1+\dfrac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}}\frac{\Delta I_{S5\text{-}6}}{I_{S5\text{-}6}} - \frac{2\dfrac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}}{1+\dfrac{I_{C5\text{-}6}R_{1\text{-}2}}{V_T}}\frac{\Delta R_{1\text{-}2}}{R_{1\text{-}2}} - \frac{\Delta I_{S1\text{-}2}}{I_{S1\text{-}2}} - \frac{\Delta I_{S3\text{-}4}}{I_{S3\text{-}4}} - \frac{1}{\beta_{3\text{-}4}}\frac{\Delta\beta_{3\text{-}4}}{\beta_{3\text{-}4}}\right] . \qquad (6.107)$$

Pentru un set dat de neîmperecheri această expresie permite obţinerea valorii tensiunii de ofset la intrare. Cu toate acestea, informaţia de interes pentru proiectant este distribuţia tensiunilor de ofset pentru un număr mare de circuite, iar ceea ce se ştie de fapt sunt distribuţiile factorilor de neîmperechere. Dacă fiecare din mărimile

$$\frac{\Delta I_{S5\text{-}6}}{I_{S5\text{-}6}} \quad \frac{\Delta R_{1\text{-}2}}{R_{1\text{-}2}} \quad \frac{\Delta I_{S1\text{-}2}}{I_{S1\text{-}2}} \quad \frac{\Delta I_{S3\text{-}4}}{I_{S3\text{-}4}} \quad \frac{\Delta\beta_{3\text{-}4}}{\beta_{3\text{-}4}}$$

este privită ca o variabilă aleatoare independentă cu o distribuţie normală atunci, în conformitate cu cele discutate în *Anexa A3.1*, deviaţia standard a sumei este dată de

$$\sigma_{sum} = \sqrt{\sum_n \sigma_n^2} \qquad (6.108)$$

Ca urmare, deviaţia standard a distribuţiei V_{OS} se va calcula adunând pătratele contribuţiilor individuale şi extrăgând apoi rădăcina pătrată din rezultat.

Presupunând, de exemplu, că deviaţia standard a împerecherii rezistoarelor este de 1%, a curenţilor I_S de 5% şi a valorilor câştigului în curent de 10% se obţine (cu $R_{1\text{-}2}$=1 kΩ, $I_{C5\text{-}6}$=9,5 μA, $\beta_{3\text{-}4}$=50):

$$\sigma_{V_{OS}} = V_T\sqrt{0{,}073^2 + 0{,}0052^2 + 0{,}05^2 + 0{,}05^2 + \frac{1}{50^2}0{,}1^2} \tag{6.109}$$
$$= V_T \times 0{,}103 = 2{,}6\ \text{mV}\ .$$

Se observă că în tensiunea de ofset contribuţia cea mai importantă este dată de neîmperecherea în tranzistoarele sarcinii active, Q_5 şi Q_6. Presupunând, de exemplu, că tensiunea de ofset are o deviaţie standard de 2,6 mV atunci fracţiunea Y din toate amplificatoarele fabricate care vor avea o tensiune de ofset mai mică decât aceea specificată pentru 741 (5 mV) va fi dată de

$$Y = \int_{-5}^{-5} \frac{1}{2{,}6\sqrt{2\pi}} \exp\frac{x^2}{2(2{,}6)^2}\,\mathrm{d}x\ . \tag{6.110}$$

Această integrală poate fi evaluată cu ajutorul fig. 3.60, obţinându-se valoarea 0,93. Cu alte cuvinte, pentru o valoare specificată a tensiunii de ofset de maximum 5 mV va rezulta, ca urmare a împrăştierii valorii tensiunii de ofset, o pierdere de 7%.

Curentul de ofset la intrare este determinat de neîmperecherea valorilor câştigului în curent pentru tranzistoarele Q_1 şi Q_2 şi de neîmperecherea dintre curenţii de colector I_{C1} şi I_{C2}, fiind dat (aproximativ) de relaţia

$$I_{OS} = I_{B1} - I_{B2} = I_{B1\text{-}2}\left[-\frac{\Delta\beta_{1\text{-}2}}{\beta_{1\text{-}2}} - \frac{1}{\beta_{3\text{-}4}}\frac{\Delta\beta_{3\text{-}4}}{\beta_{3\text{-}4}} + 0{,}73\frac{\Delta I_{S5\text{-}6}}{I_{S5\text{-}6}} + 0{,}27\frac{\Delta R_{1\text{-}2}}{R_{1\text{-}2}}\right]. \tag{6.111}$$

Presupunând un câştig în curent pentru tranzistoarele *pnp* de 50, iar pentru tranzistoarele *npn* de 250, atunci $I_{B1\text{-}2}$=9,5 μA/250=38 nA şi rezultă:

$$\sigma_{I_{OS}} \approx 0{,}1\, I_{B1\text{-}2} = 3{,}8\ \text{nA}\ . \tag{6.112}$$

A6.2 Tensiunea de ofset la intrare a amplificatoarelor operaţionale MOS

Tensiunea de ofset a unui amplificator operaţional are două componente: tensiunea de ofset sistematică şi tensiunea de ofset aleatoare. Prima rezultă din proiectarea circuitului şi există chiar dacă toate dispozitivele din circuit se împerechează ideal. A doua îşi are originea în neîmperecherile dispozitivelor pereche, care au fost presupune identice.

Componenta sistematică a tensiunii de ofset. În tehnologia bipolară valoarea comparativ ridicată a câştigului pe etaj (de ordinul a 500) conduce la situaţia în care tensiunea de ofset referită la intrare a amplificatorului operaţional este dependentă în esenţă de modul în care a fost proiectat etajul de intrare. În amplificatoarele operaţionale MOS, din cauza valorii relativ mici a câştigului pe etaj, ofsetul celui de al doilea etaj poate juca un rol important.

În fig. 6.44 amplificatorul operaţional din fig. 6.40 a fost împărţit în două etaje separate. În condiţiile în care intrările primului etaj sunt scurtcircuitate la masă tensiunea din punctul static de funcţionare din drena tranzistorului M_4 este egală cu tensiunea din drena tranzistorului M_3 (M_3 şi M_4 au acelaşi curent de drenă şi aceeaşi tensiune grilă-sursă şi, ca urmare, trebuie să aibă şi aceeaşi tensiune drenă-sursă).

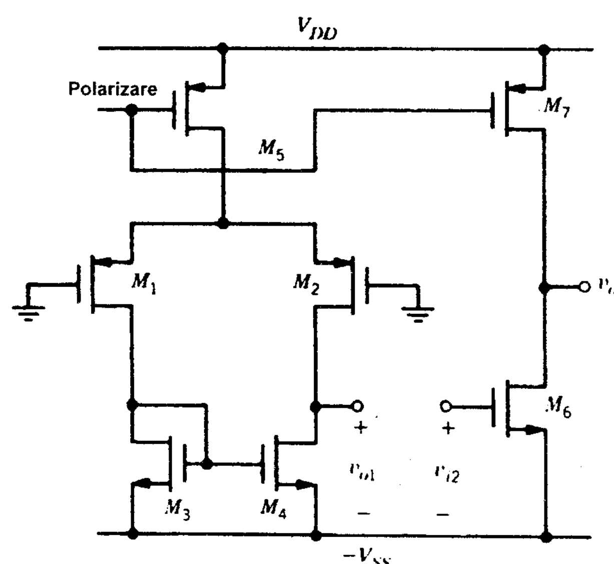


Fig. 6.44 Amplificatorul cu două etaje, în care etajele au fost deconectate pentru a se pune în evidenţă efectul cuplării între etaje asupra tensiunii de ofset referită la intrare.

Totuşi valoarea tensiunii de grilă a tranzistorului M_6 necesară pentru a forţa o valoare nulă a tensiunii de la ieşirea amplificatorului poate să fie diferită de valoarea tensiunii statice de la ieşirea primului etaj. De exemplu, pentru o valoare a câştigului primului etaj de 50, o diferenţă de 50 mV între aceste tensiuni conduce la o tensiune de ofset referită la intrare, sistematică, de 1 mV. Rezultă că rapoartele W/L ale tranzistoarelor M_3, M_4 şi M_6 trebuie alese astfel încât densităţile de curent prin aceste trei tranzistoare să fie egale. În cazul circuitului simplu din fig. 6.44 această cerinţă ia forma:

$$\frac{(W/L)_3}{(W/L)_6} = \frac{(W/L)_4}{(W/L)_6} = (1/2)\frac{(W/L)_5}{(W/L)_7} . \tag{6.113}$$

Pentru menţinerea acestui raport faţă de variaţiile lungimii canalului induse de proces, lungimea canalului tranzistoarelor M_3, M_4 şi M_6 trebuie aleasă aceeaşi, valoarea raportului rezultând din alegerea convenabilă a lăţimii tranzistoarelor. Folosirea de lungimi de canal identice pentru tranzistoare se află în contradicţie cu cerinţa (care se discută în *Capitolul 11*) ca pentru obţinerea unui zgomot mic tranzistoarele M_3 şi M_4 să aibă o transconductanţă mică.

Componenta aleatoare a tensiunii de ofset. În concordanţă cu cele prezentate în *Secţiunea 3.6.6* perechile cu cuplaj în surse au în general un zgomot aleator mai mare decât corespondentul lor bipolar. Dacă pentru tranzistoarele M_1, M_2, M_3 şi M_4 se iau în considerare numai neîmperecherile tensiunii de prag şi ale raportului W/L o analiză directă, care urmează exact aceeaşi cale prin care s-a obţinut relaţia 3.176, conduce la următoarea expresie pentru tensiunea de ofset a circuitului din fig. 6.44:

$$V_{OS} = \Delta V_{t1\text{-}2} + \Delta V_{t3\text{-}4}\frac{g_{m3}}{g_{m1}} + \frac{(V_{GS} - V_t)_{1\text{-}2}}{2}\left[\frac{-\Delta(W/L)_{1\text{-}2}}{(W/L)_{1\text{-}2}} - \frac{\Delta(W/L)_{3\text{-}4}}{(W/L)_{3\text{-}4}}\right] . \tag{6.114}$$

Primul termen reprezintă neîmperecherea tensiunilor de prag ale tranzistoarelor de intrare. Al doilea este dat de neîmperecherea tensiunilor de prag ale tranzistoarelor de sarcină; acest termen se aduce la minimum prin alegerea raportului *W/L* pentru tranzistoarele de sarcină astfel încât transconductanța lor să fie mică în comparație ce aceea a tranzistoarelor de intrare. Al treilea termen reprezintă neîmperecherea rapoartelor *W/L* ale tranzistoarelor de intrare și de sarcină și se aduce la minimum prin plasarea tranzistoarelor de intrare într-un punct static de funcționare caracterizat de valori mici ale mărimii $(V_{GS}-V_t)$, tipic de ordinul 50—300 mV.

PROBLEME

6.1 Să se determine curentul de la ieșire în funcție de tensiunea de la intrare pentru circuitul din fig. 6.45. Se va presupune că tranzistorul este în regiunea activă directă.

6.2 Să se determine tensiunea de la ieșire în funcție de tensiunea de la intrare pentru circuitul din fig. 6.46.

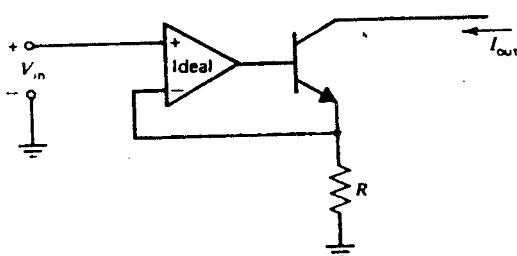


Fig. 6.45 Circuitul pentru *Problema 6.1*.

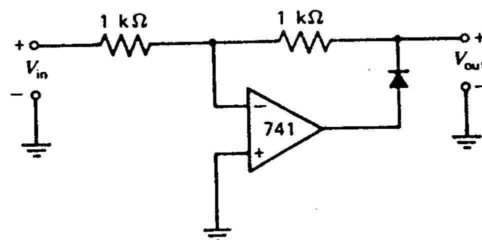


Fig. 6.46 Circuitul pentru *Problema 6.2*.

6.3 Pentru circuitul din fig. 6.47 să se determine valoarea corectă a rezistorului R_x astfel încât tensiunea de la ieșire să fie nulă atunci când tensiunea de la intrare este zero. Se va presupune un curent de polarizare al intrărilor finit, iar tensiunea și curentul de ofset la intrare nule.

6.4 În fig. 6.48 este prezentată schema unui amplificator diferențial de instrumentație care trebuie să realizeze un câștig în tensiune de 10^3 cu o precizie de 0,1%. Poate satisface amplificatorul operațional 741 cerințele acestei aplicații? Cât de mare trebuie să fie valoarea câștigului cu bucla deschisă al amplificatorului operațional?

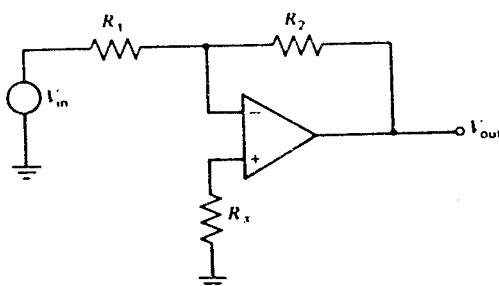


Fig. 6.47 Circuitul pentru *Problema 6.3*.

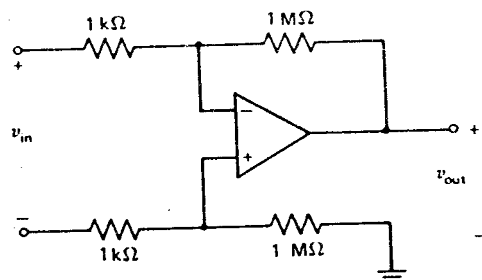


Fig. 6.48 Circuitul pentru *Problema 6.4*.

Se va presupune că valoarea câştigului cu bucla deschisă al amplificatorului operaţional are toleranţele +100% şi −50%. Se vor neglija efectele rezistenţelor R_i şi R_o ale amplificatorului operaţional.

6.5 Amplificatorul diferenţial din *Problema 6.4* trebuie să aibă o tensiune de ofset referită la intrare mai mică de 1 mV, după ce tensiunea de ofset a amplificatorului operaţional a fost ajustată la zero, pentru tensiuni de intrare de mod comun cuprinse între 10 V şi −10 V. Care este valoarea maximă a CMRR al amplificatorului operaţional astfel încât să fie realizată cerinţa anterioară? Satisface amplificatorul 741, pentru care valoarea CMRR specificată este de minimum 80 dB, această cerinţă?

6.6 Să se calculeze şi să se deseneze forma de undă a tensiunii de la ieşirea integratorului cu capacităţi comutate din fig. 6.7*a* pentru intervalul de timp de la $t=0$ la $t=20$ μs; $v_i=1$ V este constant iar frecvenţa ceasului este de 1 MHz. Se va presupune că amplificatorul operaţional este ideal, având câştigul cu bucla deschisă de valoare infinită şi un front de valoare nulă a tensiunii de la ieşire. Comutatoarele MOS se vor presupune ideale, având rezistenţa în starea de conducţie nulă şi rezistenţa în starea blocat infinită. Formele de undă se vor compara cu acelea ale circuitului analogic echivalent din fig. 6.7*b*. Se va examina efectul valorii finite a câştigului cu bucla deschisă a amplificatorului operaţional MOS asupra formei de undă a tensiunii de la ieşire; se va considera o valoare a câştigului cu bucla deschisă de 1000.

6.7 Cu cât se modifică valoarea curenţilor de colector ai tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 din etajul de intrare al amplificatorului operaţional 741 atunci când tensiunea surselor de alimentare este micşorată la ± 10 V de la ± 15 V? Se vor neglija efectele date de valoarea finită a rezistenţei de ieşire a tranzistoarelor. Rezultatele obţinute se vor verifica prin simulare cu SPICE iar apoi se va ţine cont de rezistenţa de ieşire de valoare finită a tranzistoarelor şi se vor compara rezultatele.

6.8 În fig. 6.49 sunt prezentate două scheme pentru polarizarea etajului de intrare al amplificatorului 741. Pentru fiecare schemă să se determine valoarea necesară a curentului I_{ref} pentru a se obţine prin tranzistoarele de intrare un curent de colector de 10 μA. Se vor neglija curenţii de bază ai tranzistoarelor *npn*. Se va presupune că valoarea câştigului în curent al tranzistoarelor *pnp* este de 50 şi că pentru toate tranzistoarele $V_A=\infty$. Se va presupune, de asemenea, că toate tranzistoarele de acelaşi tip sunt identice. Rezultatele se vor verifica prin simulare cu SPICE. De asemenea, folosind SPICE se vor compara valorile transconductanţei de semnal mic pentru cele două etaje în cazul unei excitaţii diferenţiale la intrare. (La ieşire se va lua o tensiune de curent continuu de 1,6 V măsurată faţă de $-V_{EE}$). Se vor discuta diferenţele care apar.

6.9 În fig. 6.50 este prezentată o soluţie pentru o schemă de polarizare de etaj final, care utilizează o multiplicare de V_{BE}. Să se determine curentul de polarizare în funcţie de raportul rezistoarelor, R_2/R_1. Să se calculeze raportul rezistoarelor care determină un curent de polarizare de 50 μA. Rămâne curentul $I_{polarizare}$ constant faţă de variaţiile de temperatură? Se va presupune că tranzistoarele de ieşire au un curent de saturaţie de cinci ori mai mare decât acela al tranzistoarelor de geometrie mică. Se va neglija partea din curentul de 200 μA care trece prin R_1, R_2 şi curenţii de bază. Se va lua $I_S=10^{-15}$ A. Se vor determina cu SPICE curenţii din circuit folosind valoarea calculată a raportului rezistoarelor şi $R_1=100$ kΩ. Se va trasa grafic dependenţa de temperatură a curentului $I_{polarizare}$ în gama −55°C—+125°C.

6.10 Să se determine câştigul amplificatorului operaţional 741 în situaţia în care se dublează valoarea curentului de polarizare al primului etaj.

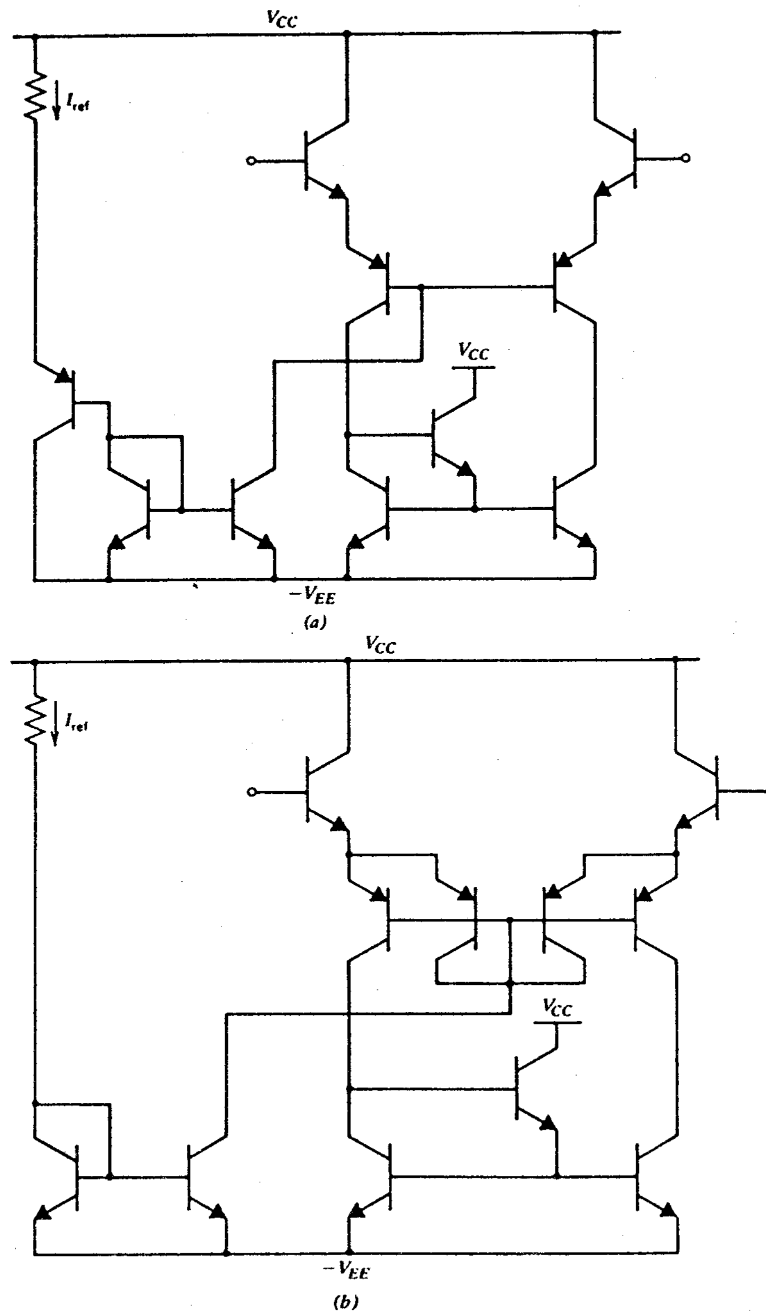


Fig. 6.49 Circuitele pentru *Problema 6.8.*

6.11 Cum este afectat câştigul amplificatorului operaţional 741 de eliminarea rezistorului de 100 Ω din emitorul tranzistorului Q_{17}? Să se calculeze noua valoare a câştigului.

6.12 Să se determine gama de valori ale tensiunii de intrare de mod comun a amplificatorului 741. Această gamă corespunde valorilor pe care le poate lua tensiunea de intrare

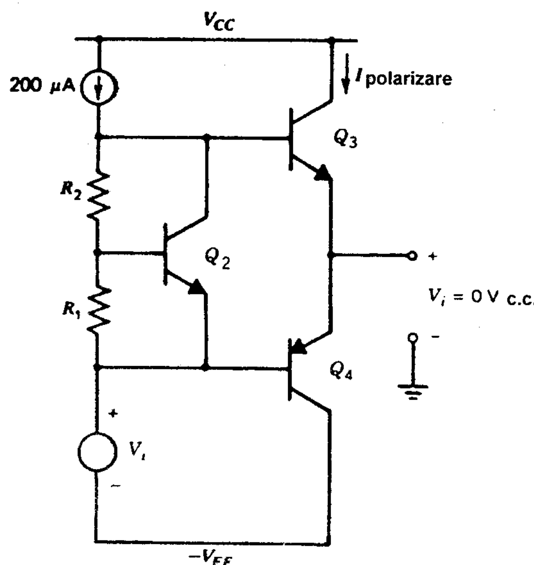


Fig. 6.50 Circuitul pentru *Problema 6.9.*

de mod comun, de curent continuu, amplificatorul funcţionând normal, iar tensiunea de ofset şi curentul de polarizare al intrărilor satisfăcând specificaţiile. Amplificatorul 741 se va conecta ca repetor (ca în fig. 6.3*c*). Utilizând SPICE se va examina efectul dat de limitele gamei de variaţie a tensiunii de intrare de mod comun ale amplificatorului. În acest scop se va trasa grafic caracteristica de transfer de curent continuu a repetorului şi se vor pune în legătură particularităţile caracteristicii cu parametrii amplificatorului operaţional 741.

6.13 Obiectivul acestei probleme îl constituie calculul driftului tensiunii de ofset a amplificatorului operaţional 741 prin utilizarea relaţiei 6.81. Se va calcula la început tensiunea de ofset în cazul cel mai defavorabil folosind (6.107), presupunând că $\Delta I_S/I_S$=0,05, $\Delta R/R$=0,01 şi $\Delta\beta/\beta$=0,1. Apoi se va calcula driftul tensiunii de ofset făcând apel la (6.81). Pentru a se calcula coeficientul de temperatură al sursei de curent de polarizare se vor folosi rezultatele din *Capitolul 4* pentru sursa Widlar şi se va arăta că al doilea termen în (6.81) este neglijabil dacă R_1 şi R_2 sunt rezistoare difuzate.

6.14 Să se determine curenţii de polarizare de curent continuu şi câştigul în tensiune de semnal mic pentru amplificatorul operaţional 725, a cărui schemă este prezentată în fig. 6.27. Se va lua V_{CC}= +15 V, $-V_{EE}$= −15 V şi se vor face aceleaşi presupuneri ca acelea făcute la analiza amplificatorului 741. Se va folosi SPICE pentru verificarea rezultatelor şi determinarea CMRR.

6.15 Să se calculeze curenţii din punctul static de funcţionare şi câştigul în tensiune la semnal mic, la joasă frecvenţă ale primelor două etaje ale amplificatorului operaţional LF155, prezentate în fig. 6.38, în cazul în care alimentarea se face la ±5 V. Pentru tranzistoarele bipolare se vor utiliza parametrii corespunzători procesului prin care este fabricat amplificatorul 741 iar pentru TECJ implantate ionic parametrii din fig. 2.49. Se va presupune că toate TEC sunt identice, la fel şi toate tranzistoarele bipolare, cu excepţia tranzistoarelor Q_5 şi Q_1 care sunt dispozitive 2×, respectiv 3×. Se va folosi SPICE pentru verificarea rezultatelor obţinute. În calculele manuale ale punctului static de funcţionare se vor neglija valorile finite a lui β_F, r_b *şi* V_A iar în calculul câştigului se va neglija r_b.

6.16 În fig. 6.51 sunt prezentate două modalităţi de realizare ale circuitului activ, flotant, de deplasare de nivel (baterie activă) folosit în circuitul din fig. 6.39*c*. Să se proiecteze fiecare din aceste circuite astfel încât „bateria" să aibă o tensiune de 4 V şi o rezistenţă de semnal mic sub 1 kΩ la un curent I=100 μA. Se vor utiliza următoarele valori: I_B=100 μA, $V_{DD}=V_{CC}=V_{SS}=V_{EE}$=5 V. Folosind SPICE se va trasa caracteristica I-V de semnal mare pentru V variind de la 0 la 5 V. Se vor utiliza următoarele valori: $I_S=10^{-16}$ A, β_F=100, $V_A=\infty$, $\mu_n C_{ox}$=40 μA/V², γ=0, λ=0 şi V_t=0,7 V.

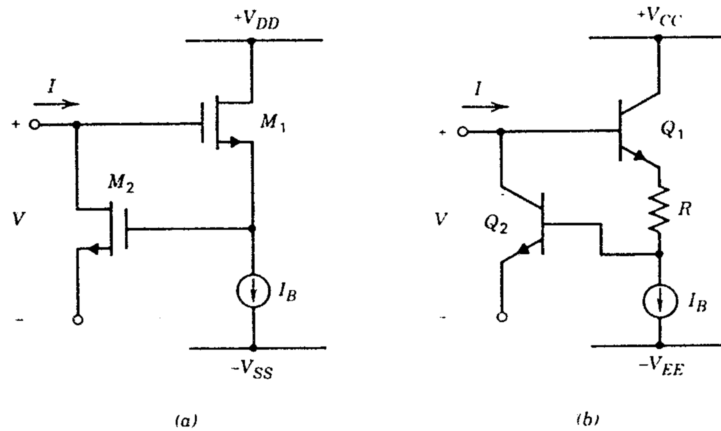


Fig. 6.51 Circuit activ, flotant, de deplasare de nivel.

Pentru simularea cu SPICE terminalul inferior al „bateriei" se va conecta la sursa de alimentare negativă.

6.17 Să se calculeze curenţii din punctul static de funcţionare şi câştigul în tensiune la semnal mic, la joasă frecvenţă pentru amplificatorul operaţional CMOS din fig. 6.52. Se va presupune că parametrii au valorile date în *Tabelul 2.1* şi că toate tranzistoarele au în punctul static de funcţionare $X_d = 1$ μm şi $dX_d/dV_{DS} = 0,1$ μm/V.

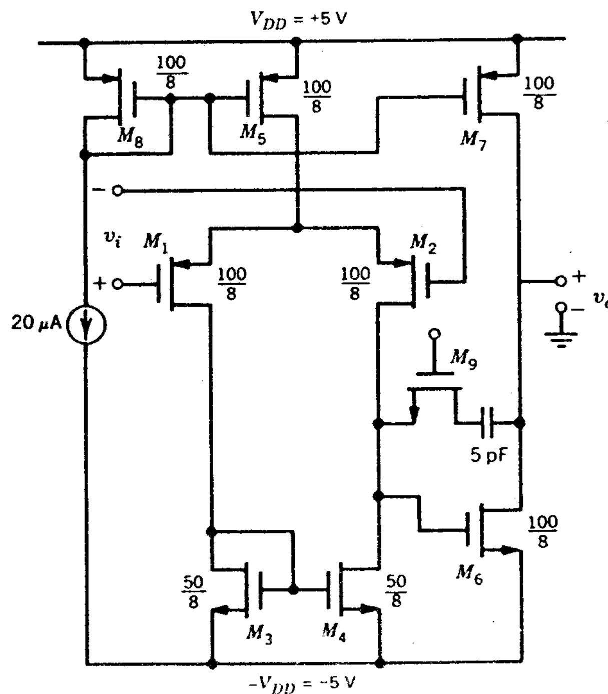


Fig. 6.52 Circuitul pentru *Problema 6.17.*

Se va calcula gama tensiunii de mod comun de la intrare presupunând că vanele tranzistoarelor M_1 şi M_2 sunt legate la nodul corespunzător celor două surse conectate împreună. Rezultatele obţinute se vor verifica prin simulare cu SPICE. Folosind SPICE se va determina sensibilitatea tensiunii v_o faţă de micile variaţii ale surselor V_{DD} şi V_{SS}.

6.18 Să se proiecteze un amplificator operaţional CMOS bazat pe arhitectura de cascodă îndoită din fig. 6.42 şi alimentat la ± 3 V. Pentru polarizarea amplificatorului se va folosi circuitul de polarizare din fig. 4.43 (cu tranzistoarele M_1 şi M_2 cascodate); aceasta necesită realizarea unor circuite pentru polarizarea grilelor tranzistoarelor M_{11}, M_{10} şi M_3. Ieşirea trebuie să poată livra un curent de ± 100 μA, excursia de tensiune la ieşire trebuie să fie de ± 1 V, gama de mod comun la intrare de $\pm 1{,}5$ V iar câştigul în tensiune de semnal mic mai mare de 75 dB pentru $R_L = \infty$. Din considerente de împerechere se impune o lungime minimă efectivă a canalului de 10 μm. Se vor determina geometriile şi curenţii din punctul static de funcţionare pentru toate tranzistoarele. Procesul este cu vană de tip n (n-well) având următorii parametri: $\mu_n C_{ox} = 60$ μA/V^2, $\mu_p C_{ox} = 26$ μA/V^2, $V_{tn} = 0{,}7$ V, $V_{tp} = -0{,}7$ V, $\lambda = 0{,}02$ V^{-1} şi $\gamma = 0{,}5$ V^{-1}. Proiectarea realizată se va verifica şi îmbunătăţi folosind SPICE.

BIBLIOGRAFIE

1. G.E. Tobey, J.G. Graeme şi L.P. Huelsman. *Operational Amplifiers*, McGraw-Hill, New York, 1971.
2. J.V. Wait, L.P. Huelsman şi A.G. Korn. *Introduction to Operational Amplifier. Theory and Applications*, McGraw-Hill, New York, 1975.
3. D. Fullagar. "A New High-Performance Monolithic Op Amp," *Fairchild Semiconductor Applications Brief*, May 1968.
4. G. Erdi. "A Low-Drift, Low-Noise Monolithic Operational Amplifier for Low-Level Signal Processing," *Fairchild Semiconductor Applications Brief* 136, July 1969.
5. G. Erdi. "A Precision Trim Technique for Monolithic Analog Circuits," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-10, pp. 412—416, December 1975.
6. R.J. Widlar. "Design Techniques for Monolithic Operational Amplifiers," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-4, pp. 184—191, August 1969.
7. R.W. Russel şi D.D. Culmer. "Ion-Implanted JFET-Bipolar Monolithic Analog Circuits," *Digest of Technical Papers*, 1974 International Solid-State Circuits Conference, Philadelphia, pp. 140—141, February 1974.
8. D.A. Hodges, P.R. Gray şi R.W. Broderson. "Potential of MOS Technology for Analog Integrated Circuits," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-13, pp. 285—294, June 1978.
9. P.R. Gray şi R.G. Meyer. "MOS Operational Amplifier Design — A Tutorial Overview," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-17, pp. 969—983, December 1982.
10. Y.P. Tsividis. "Design Consideration in Single-Channel MOS Analog Circuits," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-13, pp. 383—391, June 1978.
11. S. Levy, P. Hurst, P. Ju, J. Huggins şi C. Cloe. "A Single-Chip 5-V 2400-b/s Modem," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-25, pp. 632—643, June 1990.

7

RĂSPUNSUL ÎN FRECVENŢĂ AL CIRCUITELOR INTEGRATE

7.1 INTRODUCERE

Analiza comportării circuitelor integrate, realizată în capitolele precedente, a urmărit numai funcţionarea lor la joasă frecvenţă, efectele date de capacităţile parazite şi sarcina stocată în tranzistoare nefiind luate în consideraţie. Odată cu creşterea frecvenţei semnalului care urmează a fi prelucrat, comportarea circuitului va fi determinată însă, în cele din urmă, de elementele sale capacitive.

În acest capitol se discută comportarea de semnal mic la înaltă frecvenţă a circuitelor integrate. Se tratează la început răspunsul în frecvenţă al amplificatoarelor cu un singur etaj, după care urmează o analiză a răspunsului în frecvenţă al amplificatoarelor cu mai multe etaje. În încheiere se discută răspunsul în frecvenţă al amplificatorului operaţional 741 identificându-se acele părţi ale circuitului care limitează răspunsul în frecvenţă. Deoarece topologia de bază a circuitelor echivalente de semnal mic este identică pentru tranzistoarele bipolare şi pentru TEC, analiza răspunsului în frecvenţă este similară pentru ambele tipuri de tranzistoare.

7.2 RĂSPUNSUL ÎN FRECVENŢĂ AL AMPLIFICATORULUI CU UN SINGUR ETAJ

7.2.1 Amplificatorul diferenţial cu un singur etaj

Etajul diferenţial a cărui schemă este prezentată în fig. 7.1 constituie un bloc constructiv fundamental pentru circuitele integrate analogice. Pentru un semnal de intrare diferenţial mic, v_i, nodul emitoarelor, E, constituie o masă virtuală. Ca urmare putem forma semicircuitul de mod diferenţial (*MD*) din fig. 7.2*a*. Câştigul acestui semicircuit este egal cu câştigul diferenţial al întregului circuit. Din schema din fig. 7.2*a* rezultă că analiza care urmează se aplică şi în cazul unui etaj cu un singur tranzistor. Circuitul echivalent de semnal mic pentru semicircuitul de mod diferenţial din fig. 7.2*a* este dat în fig. 7.2*b*, unde pentru compactitate s-a omis factorul 1/2 pentru tensiunea de la intrare şi tensiunea de la ieşire.

Această omisiune nu afectează corectitudinea analizei. De asemenea, pentru simplitate, s-a omis şi capacitatea colector-substrat a tranzistorului; efectul ei va fi discutat ulterior.

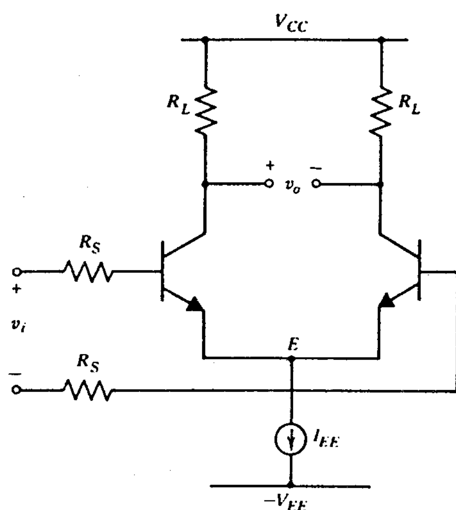


Fig. 7.1 Schema unui amplificator diferenţial.

O analiză aproximativă a circuitului din fig. 7.2*b* se poate realiza utilizând aproximaţia *Miller*. Fie impedanţa de intrare care se vede privind la dreapta, prin planul *AA*, din fig. 7.2*b*. Pentru a determina această impedanţă, se va calcula curentul i_1, produs de tensiunea v_1:

$$i_1 = (v_1 - v_o)sC_\mu \,. \qquad (7.1)$$

Adunând curenţii în colector se obţine:

$$g_m v_1 + \frac{v_o}{R_L} + (v_o - v_1)sC_\mu = 0 \,. \qquad (7.2)$$

În (7.2) ultimul termen reprezintă curentul trimis spre ieşire prin C_μ, fiind de obicei neglijabil faţă de primii doi termeni. Utilizând această neglijare se obţine:

$$v_o \approx -g_m R_L v_1 \,. \qquad (7.3)$$

Înlocuind (7.3) în (7.1) rezultă

$$i_1 = (1 + g_m R_L)sC_\mu v_1 \,,$$

deci

$$\frac{i_1}{v_1} = (1 + g_m R_L)sC_\mu \,. \qquad (7.4)$$

Expresia (7.4) arată că impedanţa văzută privind spre dreapta prin planul *AA* este o capacitate, cu valoarea

$$C_M = (1 + g_m R_L)C_\mu \qquad (7.5)$$

denumită capacitate *Miller*. Expresia 7.5 se poate rescrie

$$C_M = (1 + A_v)C_\mu \qquad (7.6)$$

unde A_v este valoarea ***câştigului în tensiune*** considerat de la baza internă la colector. În general deoarece A_v este mult supraunitar, şi capacitatea Miller este mult mai mare decât C_μ. Originea fizică a capacităţii Miller este dată de câştigul în tensiune al circuitului. O tensiune de intrare v_i, mică, dă naştere unei tensiuni de ieşire mari, $v_o = -A_v v_i$, cu *polaritate opusă*. Ca urmare tensiunea pe C_μ este $(1+A_v)v_1$ şi prin capacitate circulă, corespunzător, un curent i_1 mare.

Putem forma acum un nou circuit echivalent care este utilizabil pentru a calcula *transmisiei directe* şi a impedanţei de intrare a circuitului analizat. Circuitul echivalent este prezentat în fig. 7.3; s-a folosit aproximaţia Miller. De observat că acest circuit echivalent *nu* este utilizabil pentru calculul transmisiei inverse la frecvenţă înaltă sau a impedanţei de ieşire. Din acest circuit se poate vedea că impedanţa de intrare pentru conexiunea cu emitorul comun atinge la frecvenţe înalte chiar valoarea r_b.

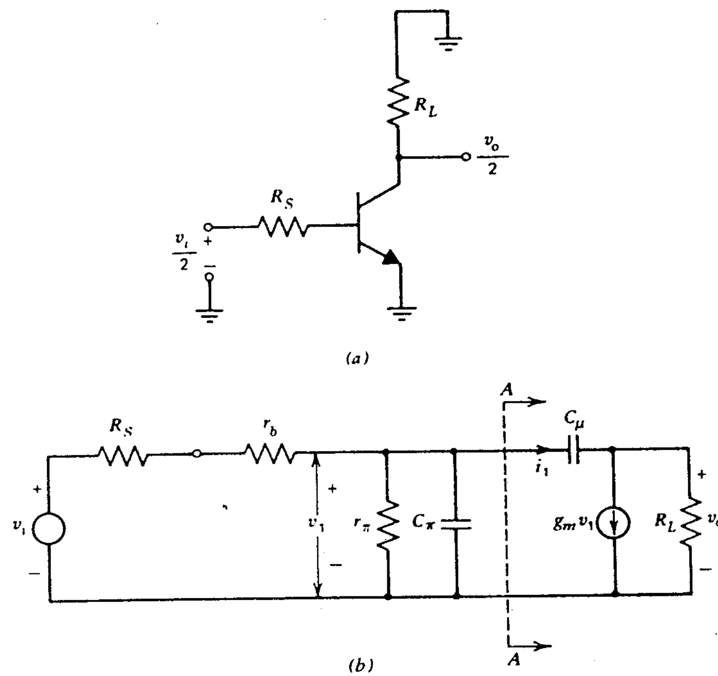


Fig. 7.2 (*a*) Semicircuitul de mod diferențial pentru amplificatorul din fig. 7.1 (*b*) Circuitul echivalent de semnal mic pentru (*a*).

În fig. 7.3 capacitatea Miller se adaugă direct la capacitatea C_π a tranzistorului, *degradând* răspunsul în frecvență al amplificatorului, fapt care se poate pune în evidență prin calculul câștigului amplificatorului:

$$v_1 = \frac{\dfrac{r_\pi}{1 + r_\pi s C_t}}{\dfrac{r_\pi}{1 + r_\pi s C_t} + R_s + r_b} v_i , \tag{7.7}$$

$$v_o = -g_m R_L v_1 \tag{7.8}$$

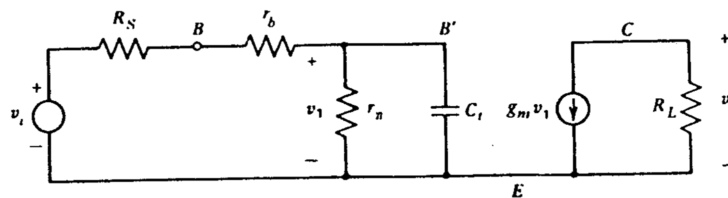


Fig. 7.3 Circuitul echivalent pentru circuitul din fig. 7.2*b*, obținut prin utilizarea aproximației Miller.

unde

$$C_t = C_\pi + C_M \,. \tag{7.9}$$

Înlocuind (7.7) în (7.8) se obţine câştigul de mod diferenţial:

$$A_d = \frac{v_o}{v_i} = -g_m R_L \frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi} \frac{1}{1 + s C_t \dfrac{(R_S + r_b) r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi}} = \tag{7.10}$$

$$= \frac{K}{1 - \dfrac{s}{p_1}} \tag{7.11}$$

unde K este valoarea de la joasă frecvenţă a câştigului iar p_1 este polul circuitului. Evident

$$K = -g_m R_L \frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi} \,, \tag{7.11a}$$

$$p_1 = -\frac{R_S + r_b + r_\pi}{(R_S + r_b) r_\pi} \frac{1}{C_t} \,. \tag{7.11b}$$

Această analiză arată că circuitul are un răspuns caracterizat de un singur pol. Înlocuind în (7.11) s=jω, rezultă că pulsaţia la care valoarea câştigului scade la 3 dB faţă de valoarea de la joasă frecvenţă este dată de:

$$\begin{aligned} \omega_{-3\,\mathrm{dB}} &= |p_1| \\ &= \frac{R_S + r_b + r_\pi}{(R_S + r_b) r_\pi} \frac{1}{C_t} \\ &= \frac{R_S + r_b + r_\pi}{(R_S + r_b) r_\pi} \frac{1}{C_\pi + (1 + g_m R_L) C_\mu} \end{aligned} \tag{7.12}$$

Cu cât capacitatea C_t devine mai mare, cu atât se micşorează şi pulsaţia (frecvenţa) de -3 dB a amplificatorului. Valoarea aproximativă a lui $|p_1|$ poate fi estimată presupunând că R_S este mai mare decât r_π şi că R_L este mic. În aceste condiţii din (7.12) se obţine:

$$|p_1| \approx \frac{1}{r_\pi C_\pi} = \frac{1}{\beta_0} \frac{g_m}{C_\pi} \approx \frac{\omega_T}{\beta_0}$$

Valori mai mari ale rezistenţei R_L determină valori mai mici pentru $|p_1|$ şi invers. Valori mai mici ale rezistenţei R_S determină valori mai mari pentru $|p_1|$ şi invers.

■ EXEMPLU

Să se calculeze frecvenţa de -3 dB a unui etaj realizat cu un tranzistor în conexiunea cu emitorul comun, folosind aproximaţia Miller. Se dau: R_S=1 kΩ, r_b=200 Ω, I_C=1 mA, β=100, f_T=400 MHz (la I_C=1 mA), C_μ=0,5 pF, R_L=5 kΩ.

Parametrii de semnal mic ai tranzistorului sunt:

$$r_\pi = \frac{\beta_0}{g_m} = 100 \times 26\ \Omega = 2{,}6\ \text{k}\Omega\ ,$$

$$\tau_T = \frac{1}{2\pi f_T} = 398\ \text{ps}\ .$$

Din relaţia 1.129 (din *Capitolul 1*) se obţine

$$C_\pi + C_\mu = g_m \tau_T = \frac{1}{26} 398\ \text{pF} = 15{,}3\ \text{pF}\ .$$

Deci

$$C_\pi = 14{,}8\ \text{pF}\ .$$

Înlocuind valorile numerice în (7.5) se obţine capacitatea Miller:

$$C_M = (1 + g_m R_L) C_\mu = (1 + \frac{5000}{26}) 0{,}5\ \text{pF} = 96{,}7\ \text{pF}\ .$$

Acest termen este mult mai mare decât C_π şi, ca urmare, domină răspunsul în frecvenţă. Înlocuind în (7.12) rezultă

$$f_{-3\,\text{dB}} = \frac{1}{2\pi} \frac{1000 + 200 + 2600}{(1000 + 200) 2600} \frac{10^{12}}{14{,}8 + 96{,}7}\ \text{Hz} = 1{,}74\ \text{MHz}\ .$$

Câştigul la joasă frecvenţă se calculează din (7.10) obţinându-se

$$A_d|_{\omega=0} = -g_m R_L \frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi} = \frac{-5000}{26} \frac{2{,}6}{5 + 0{,}2 + 2{,}6} = -64{,}1\ .$$

sau 36,1 dB. Dependenţa câştigului în funcţie de frecvenţă, calculată utilizând (7.10) în care se înlocuieşte s=jω, este dată în fig. 7.4, utilizând pe ambele axe o scară logaritmică. ■

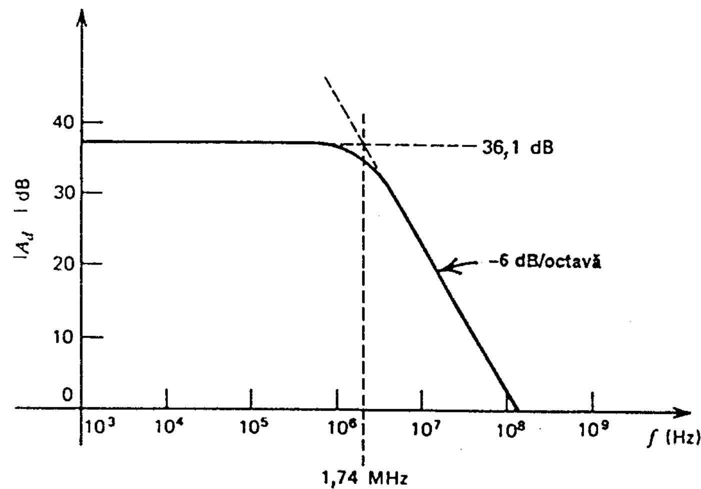


Fig. 7.4 Dependenţa modulului câştigului în funcţie de frecvenţă pentru circuitul din fig. 7.3, în concordanţă cu relaţia 7.10 (pentru parametrii tranzistorului s-au folosit valori tipice).

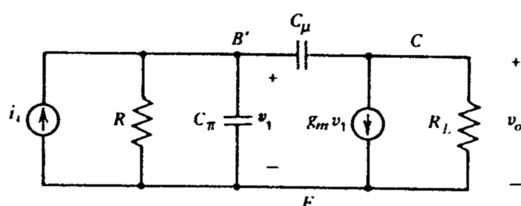


Fig. 7.5 Circuitul echivalent de semnal mic al circuitului din fig. 7.2*a* în cazul în care la intrare se utilizează pentru sursa de semnal echivalentul Norton.

Calculele precedente au ilustrat utilitatea aproximației Miller; este instructiv, însă, să ne întoarcem la circuitul echivalent din fig. 7.2*b* și să realizăm, pentru a putea face o comparație, și o analiză exactă. În acest scop este mai simplu să transformăm sursa de tensiune de la intrare în echivalentul ei Norton (vezi fig. 7.5). Evident

$$R = (R_S + r_b) \parallel r_\pi \,, \tag{7.13}$$

$$i_i = \frac{v_i}{R_s + r_b} \,. \tag{7.14}$$

Din conservarea curentului în nodul B' rezultă relația:

$$i_i = \frac{v_1}{R} + v_1 s C_\pi + (v_1 - v_o) s C_\mu \,. \tag{7.15}$$

La fel, conservarea curentului în nodul C conduce la relația:

$$g_m v_1 + \frac{v_o}{R_L} + (v_o - v_1) s C_\mu = 0 \,. \tag{7.16}$$

Relația (7.16) se rescrie astfel:

$$v_1 (g_m - s C_\mu) = -v_o \left(\frac{1}{R_L} + s C_\mu \right)$$

deci

$$v_1 = -v_o \frac{\frac{1}{R_L} + s C_\mu}{g_m - s C_\mu} \,. \tag{7.17}$$

Înlocuind (7.17) în (7.16) se obține relația

$$i_i = -\left(\frac{1}{R} + s C_\pi + s C_\mu \right) \frac{\frac{1}{R_L} + s C_\mu}{g_m - s C_\mu} v_o - s C_\mu v_o$$

din care rezultă funcția de transfer

$$\frac{v_o}{i_i} = \frac{R R_L (g_m - s C_\mu)}{1 + s(C_\mu R_L + C_\mu R + C_\pi R + g_m R_L R C_\mu) + s^2 R_L R C_\mu C_\pi} \,. \tag{7.18}$$

Înlocuind i_i din (7.14) în (7.18) se găseşte:

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{g_m R_L R}{R_S + r_b} \frac{1 - s\frac{C_\mu}{g_m}}{1 + s(C_\mu R_L + C_\mu R + C_\pi R + g_m R_L R C_\mu) + s^2 R_L R C_\mu C_\pi} . \quad (7.19)$$

Pentru frecvenţe joase prin înlocuirea lui R din (7.13) în (7.19) rezultă

$$\left.\frac{v_o}{v_i}\right|_{\omega = 0} = -g_m R_L \frac{r_\pi}{R_S + r_b + r_\pi} , \quad (7.20)$$

rezultat identic cu acela oferit de relaţia 7.10.

Expresia 7.19 arată că funcţia de transfer v_o/v_i are un zero pozitiv real, g_m/C_μ, care se datorează transmisiei directe a semnalului spre ieşire prin C_μ. Efectul acestui zero este neînsemnat, cu excepţia domeniului frecvenţelor foarte înalte, astfel că el va fi neglijat.

Numitorul expresiei 7.19 arată că funcţia de transfer are doi poli; în mod obişnuit, în circuitele concrete din practică, aceşti doi poli sunt foarte depărtaţi (în frecvenţă). Notând polii cu p_1 şi p_2 numitorul expresiei 7.19 se poate scrie

$$D(s) = \left(1 - \frac{s}{p_1}\right)\left(1 - \frac{s}{p_2}\right) \quad (7.21)$$

sau

$$D(s) = 1 - s\left(\frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2}\right) + \frac{s^2}{p_1 p_2} . \quad (7.22)$$

Vom presupune acum că polii sunt foarte depărtaţi, polul p_1 fiind cel cu frecvenţa mai mică (polul dominant) iar polul p_2 cel cu frecvenţa mai mare. În acest caz $|p_2| \gg |p_1|$ şi relaţia 7.22 devine:

$$D(s) \approx 1 - \frac{s}{p_1} + \frac{s^2}{p_1 p_2} \quad (7.23)$$

Prin identificarea coeficienţilor din (7.23) cu cei ai numitorului expresiei 7.19 se găseşte

$$p_1 = -\frac{1}{R C_\pi + C_\mu (R_L + R + g_m R_L R)} = -\frac{1}{R} \frac{1}{C_\pi + C_\mu \left[(1 + g_m R_L) + \frac{R_L}{R}\right]} . \quad (7.24)$$

Înlocuind valoarea lui R din (7.13) în (7.24), expresia polului dominant devine

$$p_1 = -\frac{R_S + r_b + r_\pi}{(R_S + r_b) r_\pi} \frac{1}{C_\pi + C_\mu \left[(1 + g_m R_L) + \frac{R_L}{R}\right]} . \quad (7.25)$$

Valoarea lui $|p_1|$ este aproape identică cu $\omega_{-3\,dB}$ dată de relaţia 7.12 care s-a obţinut prin folosirea aproximaţiei Miller. Singura diferenţă, care este însă în mod obişnuit mică, este dată de ultimul termen de la numitorul relaţiei 7.25.

Acest rezultat arată că realizarea calculelor utilizând aproximația Miller este echivalentă cu calcularea polului dominant al amplificatorului și neglijarea polilor de frecvențe mai ridicate. După cum se va arăta ulterior, se obține în acest fel, pentru marea majoritate a circuitelor, o bună estimare pentru $\omega_{-3\,dB}$.

Să calculăm acum polul nedominant. Prin identificarea coeficientului lui s^2 din (7.23) cu acela din (7.19) se obține

$$p_2 = \frac{1}{p_1}\frac{1}{R_L R C_\mu C_\pi} . \qquad (7.26)$$

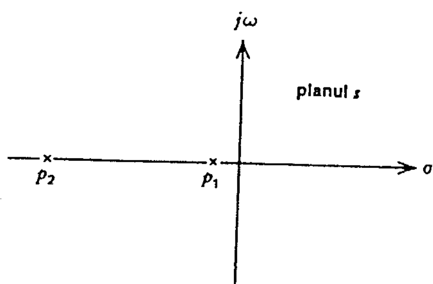


Fig. 7.6 Poziția tipică a polilor pentru circuitul din fig. 7.5.

Înlocuind în (7.26) expresia polului p_1 din (7.24) rezultă:

$$p_2 = -\left[\frac{1}{R_L C_\mu} + \frac{1}{R C_\pi} + \frac{1}{R_L C_\pi} + \frac{g_m}{C_\pi}\right] . \qquad (7.27)$$

Ultimul termen din expresia 7.27 este $g_m/C_\pi = \omega_T$, deci $|p_2| > \omega_T$. Ca urmare, $|p_2|$ este plasat la frecvențe foarte înalte, inegalitatea $|p_1| \ll |p_2|$ fiind valabilă aproape întotdeauna. În planul s, polii amplificatorului vor fi deci mult distanțați, după cum se arată și în fig. 7.6.

■ EXEMPLU

Să se calculeze frecvența polului nedominant utilizând datele din exemplul anterior. Din (7.27) rezultă

$$p_2 = -\left[\frac{1}{R_L C_\mu} + \frac{1}{R C_\pi} + \frac{1}{R_L C_\pi} + \omega_T\right] . \qquad (7.28)$$

Evident

$$R = (R_S + r_b) \| r_\pi = 1200 \| 2600\ \Omega = 821\ \Omega .$$

Înlocuind în (7.28) se găsește:

$$p_2 = -\left[\frac{10^{12}}{5000 \times 0{,}5} + \frac{10^{12}}{821 \times 14{,}8} + \frac{10^{12}}{5000 \times 14{,}8} + 2\pi \times 400 \times 10^6\right] \text{rad/s}$$
$$= -(4 \times 10^8 + 0{,}8 \times 10^8 + 0{,}1 \times 10^8 + 25 \times 10^8)\ \text{rad/s} = -30 \times 10^8\ \text{rad/s} = -476\ \text{MHz} .$$

Această valoare este mult depărtată de frecvența de -3 dB a amplificatorului. Acest pol va avea un efect semnificativ asupra funcției de transfer a amplificatorului numai la frecvențe apropiate de frecvența la care câștigul devine unitar (dacă am extinde curba din fig. 7.4, a doua frângere a caracteristicii ar avea loc la 476 MHz). Deși aceste efecte sunt neglijabile în majoritatea cazurilor ele pot fi uneori totuși importante după cum se va vedea în discuția aspectelor legate de compensarea amplificatoarelor cu reacție din *Capitolul 9*. ■

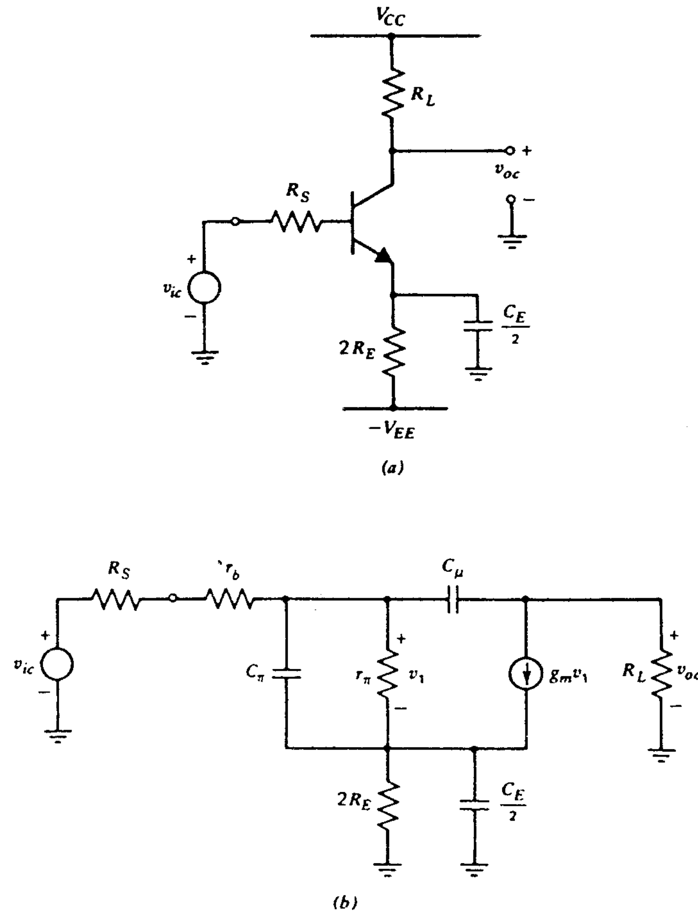


Fig. 7.7 (*a*) Semicircuitul de mod comun, pentru circuitul din fig. 7.1, care include şi capacitatea parazită din emitor. (*b*) Circuitul echivalent de semnal mic pentru (*a*).

Importanţa câştigului de mod comun (MC) al unui amplificator diferenţial a fost discutată în *Capitolul 3*. În acest capitol s-a arătat că sunt de dorit valori mici ale câştigului de MC astfel încât circuitul să poată rejecta semnalele nedorite care se aplică identic ambelor intrări. Deoarece semnalele de MC pot avea şi componente de înaltă frecvenţă este important de evaluat şi răspunsul în frecvenţă al câştigului de MC. Răspunsul în frecvenţă al câştigului de MC al circuitului diferenţial din fig. 7.1 se poate calcula folosind semicircuitul de MC prezentat în fig. 7.7. În fig. 7.7*a*, R_E şi C_E sunt rezistenţa şi capacitatea de ieşire echivalente ale sursei de curent I_{EE}. Deoarece în semicircuitul de MC valoarea impedanţelor comune celor două tranzistoare se dublează, R_E şi C_E devin $2R_E$ şi $C_E/2$.

Circuitul de semnal mic echivalent schemei din fig. 7.7*a* este prezentat în fig. 7.7*b*. Deşi analiza completă a circuitului din fig. 7.7*b* este destul de complexă parametrii importanţi ai răspunsului în frecvenţă se pot calcula făcând unele aproximaţii. Să considerăm constanta de timp R_EC_E. Rezistenţa R_E este rezistenţa de ieşire a sursei de curent fiind în mod obişnuit egală cu rezistenţa r_o a tranzistorului. La nivele mici ale curentului de polarizare ea poate să

fie de ordinul a 5 MΩ. Capacitorul C_E este dat de C_{cs} a tranzistorului sursă de curent, fiind de aproximativ 2 pF. Deci constanta de timp $R_E C_E$ rezultă de ordinul de 10 μs, frecvenţa de frângere corespunzătoare acestei valori a constantei de timp fiind $1/2\pi R_E C_E = 16$ kHz. Sub această frecvenţă impedanţa din emitor este dominată de rezistenţa R_E, iar peste această frecvenţă de capacitatea C_E. Deci, pe măsură ce frecvenţa de lucru creşte, variaţia cu frecvenţa a impedanţei din emitor se va manifesta cu mult înainte ca să se simtă dependenţa de frecvenţă a restului circuitului. În consecinţă calculul răspunsului în frecvenţă se va face presupunând că dependenţa de frecvenţă este dată numai de impedanţa din emitor şi că singura capacitate semnificativă este C_E. Deoarece impedanţa din emitor este atât de mare, pentru câştigul de mod comun se poate scrie

$$A_c = \frac{v_{oc}}{v_{ic}} \approx -\frac{R_L}{Z_E} , \tag{7.29}$$

unde Z_E este impedanţa dintre nodul emitoarelor şi masă (vezi fig. 7.7*b*):

$$Z_E = \frac{2R_E}{1 + sC_E R_E} , \tag{7.30}$$

Înlocuind (7.30) în (7.29) se obţine

$$A_c(s) = \frac{v_{oc}}{v_{ic}}(s) \approx -\frac{R_L}{2R_E}(1 + sC_E R_E) \tag{7.31}$$

care se scrie pentru domeniul frecvenţă:

$$A_c(j\omega) = \frac{v_{oc}}{v_{ic}}(j\omega) \approx -\frac{R_L}{2R_E}(1 + j\omega C_E R_E) . \tag{7.32}$$

Din relaţia 7.31 se observă că expresia câştigului de mod comun conţine un *zero*, care face ca pentru pulsaţii mai mari ca $\omega = 1/R_E C_E$ valoarea câştigului de mod comun să crească cu 6 dB/octavă. Acest fapt constituie o situaţie nedorită deoarece câştigul de MC trebuie să fie, ideal, cât mai mic posibil. Creşterea câştigului de mod comun nu poate continua la nesfârşit, deoarece în cele din urmă devin importante şi alte capacităţi din circuitul din fig. 7.7*b*. Ca urmare la frecvenţe foarte înalte valoarea câştigului de MC scade, comportare indicată şi pe schiţa dependenţei de frecvenţă a câştigului de MC din fig. 7.8*a*.

Dependenţa de frecvenţă a câştigului de mod diferenţial (MD), A_d, al circuitului din fig. 7.1 este indicată în fig. 7.8*b*, în concordanţă cu relaţia 7.10. După cum s-a arătat anterior câştigul de MD, A_d, începe să scadă de la o frecvenţă $f = 1/(2\pi RC_t)$, unde $R = (R_S + r_b) \parallel r_\pi$.

Un parametru important al amplificatorului diferenţial îl constituie raportul de rejecţie a modului comun (CMRR) definit de

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \tag{7.33}$$

Dependenţa de frecvenţă a raportului de rejecţie a modului comun este prezentată în fig. 7.8*c*, luând direct raportul câştigurilor de MD şi MC. CMRR începe să scadă de la o frecvenţă $1/2\pi R_E C_E$ care corespunde punctului în care A_c începe să crească. Rata de scădere a CMRR creşte după ce începe să scadă şi A_d.

Rezultă o concluzie importantă: capacitatea amplificatoarelor diferenţiale de a rejecta semnalele de MC se diminuează pe măsură ce frecvenţa acestor semnale creşte.

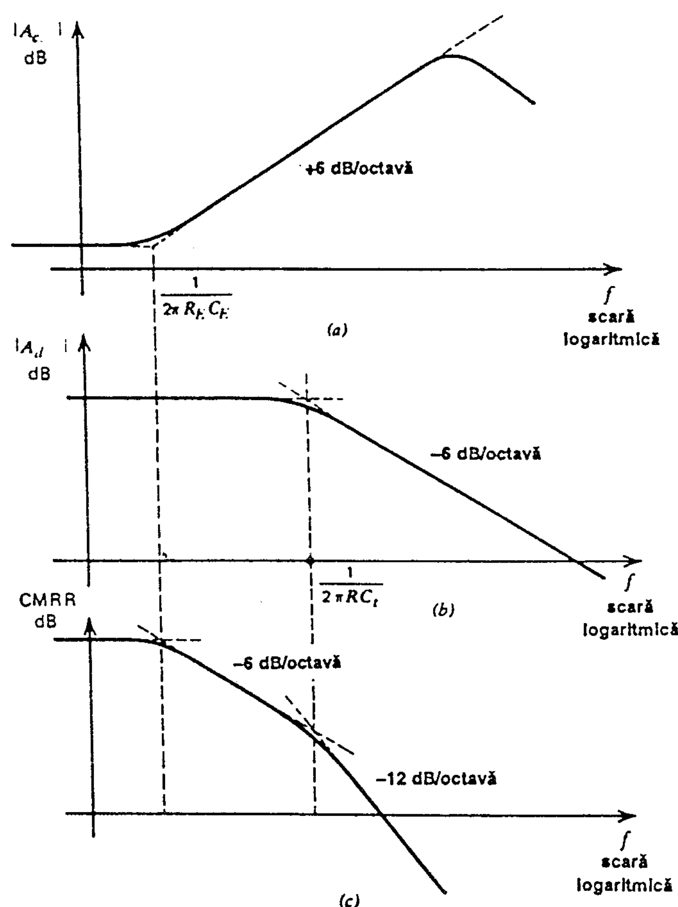


Fig. 7.8 Variaţia cu frecvenţa a parametrilor A_c, A_d şi CMRR pentru circuitul din fig. 7.1. (*a*) Câştigul de mod comun. (*b*) Câştigul de mod diferenţial. (*c*) Raportul de rejecţie a modului comun.

7.2.2 Răspunsul în frecvenţă al repetorului pe emitor

În proiectarea de circuite integrate repetorul pe emitor este mult utilizat ca etaj tampon, ca etaj de deplasare a nivelului şi ca etaj de ieşire. Ca urmare răspunsul său în frecvenţă va fi de mare interes.

Să considerăm schema de curent alternativ a repetorului pe emitor din fig. 7.9*a* şi circuitul echivalent de semnal mic din 7.9*b*. Se presupune că repetorul pe emitor este atacat de o sursă de tensiune v_i, cu o rezistenţă internă R_s. Rezistenţa bazei tranzistorului şi rezistenţa generatorului sunt contopite într-o singură rezistenţă $R_b = R_s + r_b$.

Pentru simplitate, într-o primă etapă, se va neglija efectul dat de C_μ (capacitatea C_μ formează împreună cu rezistenţa R_b un circuit trece jos care determină o scădere a câştigului la frecvenţe foarte înalte).

Neglijarea efectului dat de C_μ este rezonabilă în condiţiile în care rezistenţa generatorului şi r_b sunt mici. Din fig. 7.9*b* rezultă:

$$v_i = i_i R_b + v_1 + v_o \,, \tag{7.34}$$

$$i_i = \frac{v_1}{z_\pi} \,, \tag{7.35}$$

$$z_\pi = \frac{r_\pi}{1 + sC_\pi r_\pi} \,, \tag{7.36}$$

$$i_i = g_m v_1 = \frac{v_o}{R_E} \,. \tag{7.37}$$

Înlocuind (7.35) şi (7.36) în (7.37) se găseşte

$$\frac{v_1}{r_\pi}(1 + sC_\pi r_\pi) + g_m v_1 = \frac{v_o}{R_E} \,,$$

deci

$$v_1 = \frac{v_o}{R_E} \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}(1 + sC_\pi r_\pi)} \,. \tag{7.38}$$

Înlocuind (7.38) şi (7.35) în (7.34) se găseşte

$$v_1 = \left(\frac{R_b}{z_\pi} + 1\right) \frac{v_o}{R_E} \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_\pi}(1 + sC_\pi r_\pi)} + v_o$$

care se rescrie

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{g_m R_E + \frac{R_E}{r_\pi}}{1 + g_m R_E + \frac{R_b + R_E}{r_\pi}} \frac{1 - \frac{s}{z_1}}{1 - \frac{s}{p_1}} \,, \tag{7.39}$$

unde

$$z_1 \approx -\frac{g_m}{C_\pi} = -\omega_T \,, \tag{7.40}$$

$$p_1 = -\frac{1}{C_\pi R_1} \,, \tag{7.41}$$

$$R_1 = r_\pi \parallel \frac{R_B + R_E}{1 + g_m R_E} \,. \tag{7.42}$$

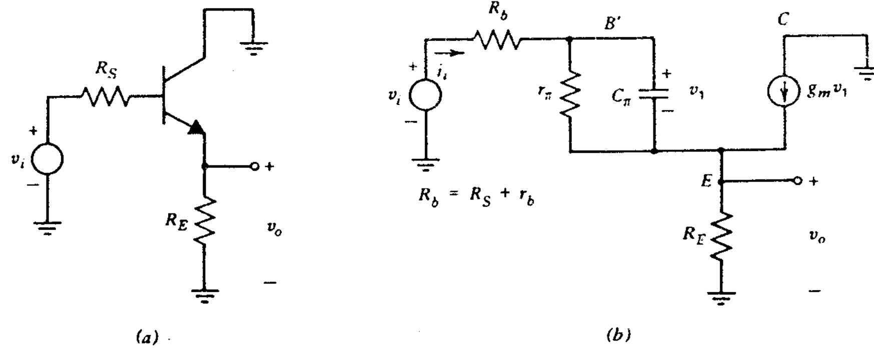


Fig. 7.9 Repetorul pe emitor. (*a*) Schema de curent alternativ. (*b*) Circuitul echivalent de semnal mic.

Expresia 7.39 arată că, așa cum era de altfel de așteptat, câștigul în tensiune la joasă frecvență este aproximativ unitar dacă $g_m R_E \gg 1$. Câștigul la înaltă frecvență este controlat de prezența unui pol p_1 și a unui zero z_1. Pentru valorile tipice ale parametrilor zeroul se plasează la o frecvență ușor mai ridicată decât polul, ambele fiind însă aproximativ egale cu ω_T a tranzistorului. În particular, dacă în (7.42) $g_m R_E \gg 1$ și $R_b \ll R_E$ atunci $R_1 \approx 1/g_m$ și în (7.41) $p_1 \approx -g_m/C_\pi \approx -\omega_T$. Totuși dacă R_S este mare atunci R_b din (7.42) poate ajunge mare în comparație cu R_E, iar frecvența polului va fi semnificativ mai mică decât ω_T.

■ EXEMPLU

Să se calculeze funcția de transfer pentru un repetor pe emitor cu $C_\pi = 10$ pF, $C_\mu = 0$, $R_E = 2$ kΩ, $R_S = 50$ Ω, $r_b = 150$ Ω, $\beta = 100$ și $I_C = 1$ mA.

Din aceste date rezultă: $g_m = 38$ mA/V, $r_\pi = 2{,}6$ kΩ și $R_b = R_S + r_b = 200$ Ω. Deoarece $C_\mu = 0$, ω_T a tranzistorului este

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_\pi} = \frac{1}{26}\frac{10^{12}}{10} = 3{,}85 \times 10^9 \text{ rad/s}$$

sau

$$f_T = 612 \text{ MHz} .$$

Din (7.40) se obține zeroul funcției de transfer:

$$z_1 = -3{,}85 \times 10^9 \text{ rad/s} .$$

Din (7.42) rezultă

$$R_1 = 2{,}6 \text{ k}\Omega \parallel \frac{200 + 2000}{1 + \dfrac{2000}{26}} \Omega \approx 28 \ \Omega ,$$

frecvența polului fiind, în concordanță cu (7.41):

$$p_1 = -\frac{10^{12}}{10}\frac{1}{28} \text{ rad/s} = -3{,}57 \times 10^9 \text{ rad/s} .$$

Polul şi zeroul sunt într-adevăr destul de apropiate, după cum se poate observa şi din fig. 7.10*a* (planul *s*). În concordanţă cu expresia 7.39 valoarea câştigului circuitului la joasă frecvenţă este:

$$\frac{v_o}{v_i}=\frac{g_mR_E+\dfrac{R_E}{r_\pi}}{1+g_mR_E+\dfrac{R_b+R_E}{r_\pi}}=\frac{\dfrac{2000}{26}+\dfrac{2000}{2600}}{1+\dfrac{2000}{26}+\dfrac{2200}{2600}}=0{,}986\ .$$

Înlocuind în expresia 7.39 mărimile calculate până acum se poate trasa grafic curba dependenţei câştigului circuitului în funcţie de frecvenţă, ca în fig. 7.10*b*. Curba este plată până la frecvenţe apropiate de f_T, de aproximativ 600 MHz, unde are loc o scădere de 0,7 dB. La creşterea în continuare a frecvenţei curba redevine plată, în conformitate cu ceea ce prezice analiza anterioară, deoarece la frecvenţe înalte semnalul de intrare este trimis direct prin C_π spre R_E.

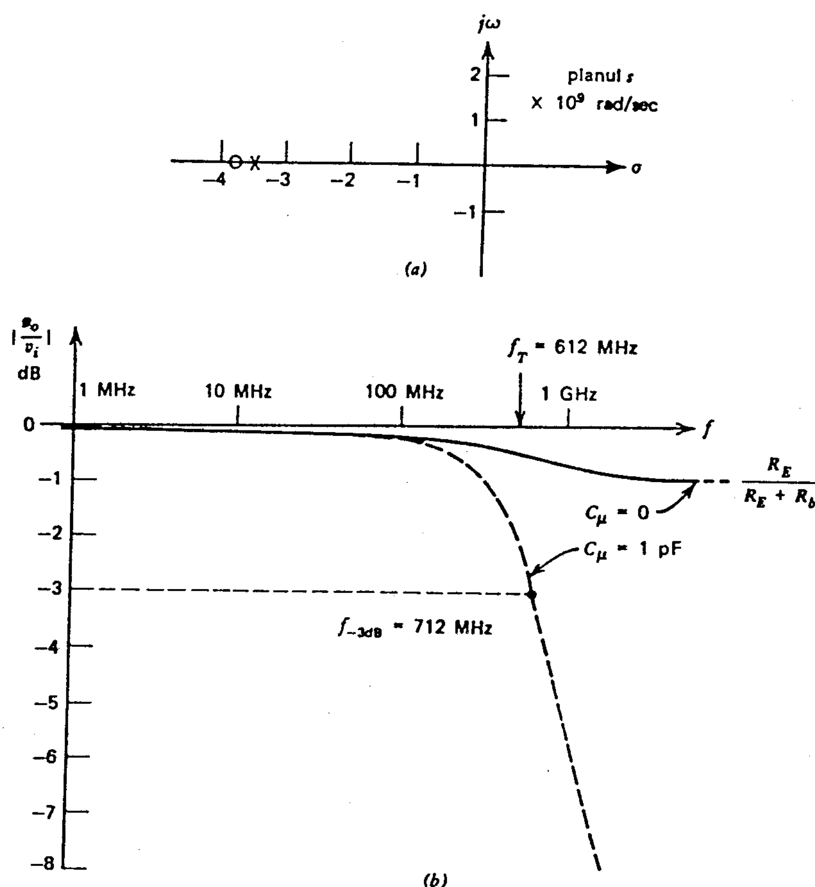


Fig. 7.10 (*a*) Poziţia polului şi a zeroului pentru un repetor pe emitor cu $C_\pi=10$ pF, $C_\mu=0$, $R_E=2$ kΩ, $R_S=50$ Ω, $r_b=150$ Ω, $\beta=100$ şi $I_C=1$ mA. (*b*) Dependenţa de frevenţă a câştigului în tensiune pentru repetorul pe emitor din (*a*) pentru $C_\mu=0$ şi $C_\mu=1$ pF.

Din examinarea fig. 7.9*b* se poate observa că valoarea asimptotică a câştigului la înaltă frecvenţă este $R_E/(R_E+R_b)$ deoarece C_π devine un scurtcircuit. Acest fapt forţează $v_i=0$ şi ca urmare şi generatorul controlat $g_m v_1$ va avea o valoare nulă. Un răspuns în frecvenţă mult mai apropiat de realitate (linia punctată în fig. 7.10*b*) se obţine dacă în circuitul echivalent se include şi o capacitate $C_\mu=1$ pF. Deoarece colectorul este la masă, C_μ este conectat de la B' la masă, semnalele de înaltă frecvenţă fiind atenuate prin divizarea tensiunii între R_b şi C_μ. Ca urmare circuitul va avea frecvenţa de -3 dB la 712 MHz datorită acţiunii de tip trece jos a lui R_b şi C_μ. Oricum, banda repetorului pe emitor este mare; în practică sunt posibil de obţinut valori ale benzii de ordinul frecvenţei f_T a tranzistorului. ■

Discuţia anterioară a arătat că repetorul pe emitor este un circuit cu bandă mare. Una din utilizările de bază ale unui repetor pe emitor este aceea de circuit tampon datorită valorii mari a impedanţei de intrare şi valorii mici a impedanţei de ieşire. Rezultă că modul în care depind aceste impedanţe de frecvenţă va fi important; ca urmare în continuare se va examina dependenţa de frecvenţă a impedanţelor de intrare şi de ieşire.

În *Capitolul 3* impedanţele văzute la terminalele repetorului pe emitor au fost calculate utilizându-se un circuit asemănător cu acela din fig. 7.9*b* cu excepţia faptului că nu s-a inclus capacitatea C_π. Rezultatele obţinute în *Capitolul 3* se pot utiliza şi în analiza de faţă dacă se înlocuieşte r_π prin z_π, care reprezintă combinaţia paralel a lui r_π şi C_π. În calculele de joasă frecvenţă β_0 a fost utilizat ca un simbol pentru $g_m r_\pi$; acum va fi înlocuit cu $g_m z_\pi$. Făcând aceste substituţii în (3.22) şi (3.29) şi incluzând r_b se obţine pentru repetorul pe emitor la înaltă frecvenţă:

$$z_i = r_b + z_\pi + (g_m z_\pi + 1)R_E\,, \tag{7.43}$$

$$z_o = \frac{z_\pi + R_S + r_b}{1 + g_m z_\pi} \tag{7.44}$$

unde

$$z_\pi = \frac{r_\pi}{1 + sC_\pi r_\pi}\,. \tag{7.45}$$

Să considerăm mai întâi impedanţa de intrare. Înlocuind (7.45) în (7.43) se obţine

$$\begin{aligned} z_i &= r_b + \frac{r_\pi}{1+sC_\pi r_\pi} + \left(\frac{g_m r_\pi}{1+sC_\pi r_\pi} + 1\right) R_E = r_b + \frac{(1+g_m r_E) r_\pi}{1+sC_\pi r_\pi} + R_E \\ &= r_b + \frac{(1+g_m R_E) r_\pi}{1 + \dfrac{sC_\pi}{1+g_{mR_E}}(1+g_m R_E) r_\pi} + R_E = r_b + \frac{R}{1+sCR} + R_E \end{aligned} \tag{7.46}$$

unde s-a notat

$$R = (1 + g_m R_E) r_\pi\,, \tag{7.46a}$$

$$C = \frac{C_\pi}{1 + g_m R_E}\,. \tag{7.46b}$$

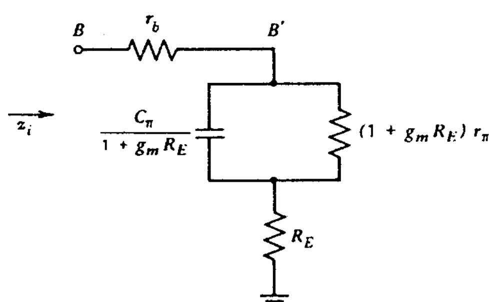


Fig. 7.11 Circuitul echivalent pentru impedanţa de intrare a unui repetor pe emitor, pentru care se consideră $C_\mu=0$.

Deci z_i poate fi reprezentat de un circuit RC paralel în serie cu r_b şi R_E (vezi fig. 7.11). Capacitatea de intrare efectivă este $C_\pi/(1+g_m R_E)$; pentru valorile tipice ale mărimii $g_m R_E$ ea este mult mai mică decât C_π. Capacitatea colector-bază C_π poate domina capacitatea de intrare; includerea ei în acest circuit se face între B' şi masă. În concluzie, la frecvenţele înalte, impedanţa de intrare a repetorului pe emitor devine capacitivă, valoarea sa scăzând odată cu creşterea frecvenţei.

Impedanţa de ieşire la înaltă frecvenţă a repetorului pe emitor se poate calcula înlocuind expresia 7.45 în relaţia 7.43. Înainte de a face acest calcul este instructiv să examinăm expresia 7.45 pentru a determina valorile limită ale mărimii $|z_o|$ la joasă şi înaltă frecvenţă. Deoarece la joasă frecvenţă $z_\pi=r_\pi$ rezultă

$$z_o\big|_{\omega=0} \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_S + r_b}{\beta_0}\,. \tag{7.47}$$

La înaltă frecvenţă $z_\pi \to 0$ deoarece C_π devine un scurtcircuit; ca urmare

$$z_o\big|_{\omega=\infty} = R_S + r_b\,. \tag{7.48}$$

Deci la frecvenţe foarte joase şi foarte înalte z_o este rezistivă, comportarea sa între aceste limite depinzând de valorile particulare ale parametrilor. Pentru valori foarte mici ale curentului de colector $1/g_m$ este mare; dacă $1/g_m>(R_S+r_b)$ compararea expresiilor 7.47 şi 7.48 arată că $|z_o|$ *scade* odată cu creşterea frecvenţei, iar impedanţa de ieşire este capacitivă. În mod obişnuit, pentru curenţi de colector mai mari decât câteva sute de μA, $1/g_m<(R_s+r_b)$ şi $|z_o|$ va *creşte* odată cu creşterea frecvenţei. Această reprezintă o comportare *inductivă* care poate avea o influenţă majoră asupra comportării circuitului, în particular atunci când lucrează pe sarcini capacitive. Dacă $1/g_m=(R_s+r_b)$ impedanţa de ieşire este rezistivă şi independentă de frecvenţă într-o bandă largă.

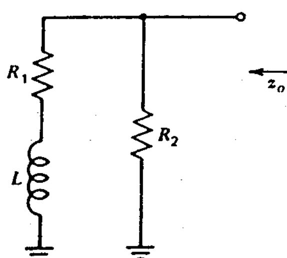


Fig. 7.12 Circuitul echivalent pentru impedanţa de ieşire a unui repetor pe emitor pentru valori moderate ale curentului de colector din punctul static de funcţionare.

Presupunând că valoarea curentului de colector din punctul static de funcţionare este astfel încât impedanţa de ieşire este inductivă, circuitul echivalent pentru z_o va avea forma din fig. 7.12. La frecvenţe joase inductorul este un scurtcircuit şi

$$z_o\big|_{\omega=0} = R_1 \| R_2\,. \tag{7.49}$$

La frecvenţe înalte inductorul este o întrerupere şi

$$z_o\big|_{\omega=\infty} = R_2\,. \tag{7.50}$$

Dacă vom presupune că $z_o\big|_{\omega=0} \ll z_o\big|_{\omega=\infty}$ atunci $R_1 \ll R_2$ şi expresia 7.49 se simplifică:

$$z_o\big|_{\omega=0} \approx R_1\,. \tag{7.51}$$

Impedanţa circuitului din fig. 7.12 se poate exprima ca

$$z = \frac{(R_1 + sL)R_2}{R_1 + R_2 + sL} \approx \frac{(R_1 + sL)R_2}{R_2 + sL}\,, \tag{7.52}$$

presupunând că $R_1 \ll R_2$.

Valoarea reală a impedanţei de ieşire a repetorului pe emitor se calculează înlocuind (7.45) în (7.44) şi ţinând cont că

$$R_b = r_b + R_S \tag{7.53}$$

se obţine:

$$z_o = \frac{\dfrac{r}{1 + sC_\pi r_\pi} + R_b}{1 + \dfrac{g_m r_\pi}{1 + sC_\pi r_\pi}} = \frac{r_\pi + R_b + sC_\pi r_\pi R_b}{\beta_0 + 1 + sC_\pi r_\pi}$$
$$\approx \frac{\left[\dfrac{1}{g_m} + \dfrac{R_b}{\beta_0} + sC_\pi r_\pi \dfrac{R_b}{\beta_0}\right] R_b}{R_b + sC_\pi r_\pi \dfrac{R_b}{\beta_0}} \tag{7.54}$$

expresii în care s-a presupus inegalitatea $\beta_0 \gg 1$.

Compararea relaţiilor 7.54 şi 7.52 arată că în condiţiile presupunerilor făcute în această analiză impedanţa de ieşire a repetorului pe emitor poate fi reprezentată prin circuitul din fig. 7.12 în care

$$R_1 = \frac{1}{g_m} + \frac{R_b}{\beta_0}\,, \tag{7.55}$$

$$R_2 = R_b\,, \tag{7.56}$$

$$L = C_\pi r_\pi \frac{R_b}{\beta_0}\,. \tag{7.57}$$

De observat că în aceste calcule s-au neglijat efectele date de C_μ ceea ce constituie o aproximaţie rezonabilă pentru valori mici spre moderate ale rezistenţei R_b.

Calculele precedente au arătat că impedanţele de intrare şi ieşire ale repetorului pe emitor sunt dependente de frecvenţă. Deci chiar dacă banda corespunzătoare funcţiei de transfer a circuitului poate fi mare, variaţia cu frecvenţa a impedanţelor văzute la terminalele de intrare şi ieşire poate impune restricţii asupra benzii utilizabile a circuitului.

Pentru repetorul pe sursă se obţin rezultate similare celora obţinute anterior pentru repetorul pe emitor deoarece circuitul echivalent de semnal mic al TEC este foarte asemănător cu acela al tranzistorului bipolar (cu excepţia prezenţei generatorului g_{mb}). La frecvenţe înalte principala diferenţă este dată de faptul că la TEC nu există o rezistenţă serie de grilă (cum este rezistenţa r_b la tranzistorul bipolar) şi de faptul că valoarea lui g_m este uzual mult mai mică decât cea de la tranzistorul bipolar. Ca urmare situaţia în care $1/g_m < R_S$, pentru care rezistenţa de ieşire este inductivă, este mai puţin întâlnită.

■ **EXEMPLU**

Să se calculeze elementele circuitelor echivalente pentru impedanţele de intrare şi ieşire ale repetorului pe emitor din exemplul anterior.

În circuitul din fig. 7.11 capacitatea de intrare este

$$\frac{C_\pi}{1+g_m R_E} = \frac{10}{1+\dfrac{2000}{26}}\ \text{pF} = 0{,}13\ \text{pF}\ .$$

Rezistenţa care apare în paralel cu această capacitate este

$$(1+g_m R_E)\,r_\pi = \left(1+\frac{2000}{26}\right) 2{,}6\ \text{k}\Omega = 202\ \text{k}\Omega\ .$$

În plus $r_b = 150\ \Omega$ şi $R_E = 2\ \Omega$. Elementele circuitului echivalent de ieşire din fig. 7.12 se calculează din (7.55), (7.56) şi (7.57):

$$R_1 = \left(26+\frac{200}{100}\right)\ \Omega = 28\ \Omega\ ,$$

$$R_2 = 200\ \Omega\ ,$$

$$L = 10^{-11}\times 2600\times\frac{200}{100}\ \text{H} = 52\ \text{nH}\ .$$

De observat că în acest caz este valabilă presupunerea $R_1 \ll R_2$.

7.2.3 Răspunsul în frecvenţă al amplificatorului cu baza comună

În fig. 7.13*a* este prezentată schema de curent alternativ a unui etaj de amplificare cu bază comună (BC). Etajul cu baza comună are o impedanţă de intrare mică, o impedanţă de ieşire mare, un câştig în curent aproximativ unitar şi o bandă largă. Rezultă că etajele cu baza comună îşi vor găsi o utilizare în aplicaţiile care cer o bandă largă şi în aplicaţiile care cer o impedanţă mică de intrare. În conformitate cu cele arătate în *Capitolul 1* tensiunea de străpungere a tranzistorului are valoarea maximă în conexiunea cu baza comună.

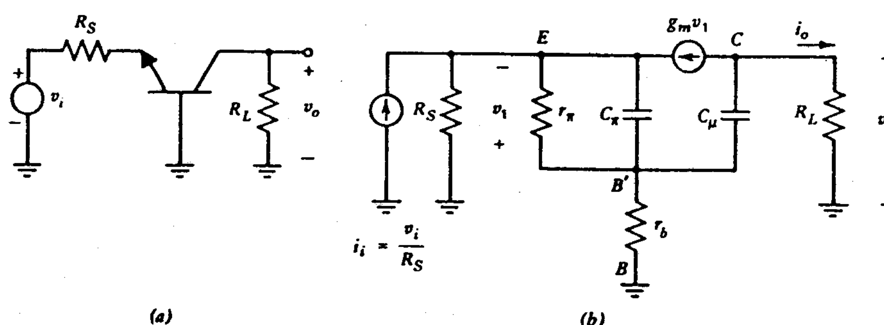


Fig. 7.13 Etajul cu baza comună. (*a*) Schema de curent alternativ.(*b*) Circuitul echivalent de semnal mic.

Combinaţia dintre tensiunea mare de lucru şi banda largă face ca etajele cu baza comună să fie utilizate adeseori ca etaje de ieşire de înaltă tensiune, de bandă largă, pentru comanda plăcilor de deviaţie ale osciloscoapelor. Etajele cu baza comună se pot utiliza şi pentru deplasarea nivelului de curent continuu ca, de exemplu, în amplificatorul 741.

Comparând circuitul din fig. 7.13*a* cu circuitul din fig. 7.9*a* se observă că impedanţa de intrare a unui etaj cu baza comună este aceeaşi cu impedanţa de ieşire a unui repetor pe emitor la care $R_S=0$. Deci impedanţa de intrare a etajului cu baza comună este mică la frecvenţe joase, iar la frecvenţe înalte — pentru curenţi de colector din punctul static de funcţionare de câteva sute de μA, sau mai mult — devine inductivă din cauza prezenţei rezistenţei r_b. După cum s-a arătat în *Capitolul 3*, rezistenţa de ieşire a etajului cu baza comună la frecvenţe joase este aproximativ $\beta_0 r_o$, fiind extrem de mare. La frecvenţe mari valoarea impedanţei de ieşire este dominată de C_μ (şi C_{cs} pentru tranzistoarele *npn*) fiind capacitivă.

Circuitul echivalent de semnal mic al etajului BC este prezentat în fig. 7.13*b* în care capacitatea C_{cs} a fost omisă (C_{cs} va fi inclusă pentru tranzistoarele *npn*, efectul ei fiind simplu de luat în consideraţie deoarece de fapt şuntează rezistenţa de sarcină). Reprezentând generatorul de tensiune de la intrare prin echivalentul său Norton se observă că în general rezistorul R_S se poate neglija deoarece impedanţa de intrare a etajului BC — care apare în paralel cu R_S — este de obicei mult mai mică. În analiza de faţă se va face această neglijare. Altă aproximaţie (posibilă dacă r_b nu este prea mare) este aceea de a considera că C_μ apare chiar în paralel pe R_L. În analiza de faţă C_μ va fi neglijat, iar ca semnal de ieşire va fi considerat curentul de la ieşire, i_o. Tensiunea de la ieşire se obţine considerând că curentul i_o se închide prin combinaţia paralel R_L, C_μ şi C_{cs}. De observat că în acest circuit nu există o capacitate de reacţie de la colector la emitor care să determine un efect Miller, aşa cum se întâmplă cu capacitatea C_μ în etajul cu emitorul comun. Ca urmare, răspunsul de frecvenţă al etajului cu baza comună — în comparaţie cu cel al etajului cu emitorul comun — va fi mult mai puţin afectat de valorile mari ale rezistorului R_L.

Prin egalarea cu zero a sumei curenţilor în nodul *E* (vezi fig. 7.13*b*) se obţine:

$$i_i + \frac{v_1}{z_\pi} + g_m v_1 = 0 \ , \tag{7.58}$$

unde

$$z_\pi = \frac{r_\pi}{1 + sC_\pi r_\pi} \ . \tag{7.59}$$

Din (7.58) şi (7.59) rezultă

$$i_i = -v_1 \left[g_m + \frac{1}{r_\pi} + sC_\pi \right] \ . \tag{7.60}$$

Deoarece

$$i_o = -g_m v_1 \tag{7.61}$$

prin înlocuirea în (7.61) a relaţiei 7.60 se găseşte

$$\frac{i_o}{i_i} \approx \frac{\alpha_0}{1 + \dfrac{sC_\pi}{g_m}} \tag{7.62}$$

unde

$$\alpha_0 = \frac{\beta_0}{1+\beta_0} . \tag{7.63}$$

Acest rezultat arată că pentru etajul BC câştigul în curent are la joasă frecvenţă o valoare $\alpha_0 \approx 1$ şi un pol $p_1 = -g_m/C_\pi \approx \omega_T$.

Etajul BC este deci un amplificator de curent cu câştig unitar, cu o impedanţă de intrare mică şi cu o impedanţă de ieşire mare. Din polarităţile tensiunilor v_i şi v_o din fig. 7.13 se poate vedea că la joasă frecvenţă între v_i şi v_o există o diferenţă de fază nulă (în cazul etajului cu emitorul comun, vezi fig. 7.2, diferenţa de fază la joasă frecvenţă între v_i şi v_o este de 180°).

7.3 RĂSPUNSUL ÎN FRECVENŢĂ AL AMPLIFICATOARELOR CU MAI MULTE ETAJE

Analiza precedentă a comportării în frecvenţă a amplificatoarelor cu un singur etaj a pus în evidenţă complicaţiile care pot apărea chiar în cazul circuitelor simple. Analiza completă a răspunsului în frecvenţă al amplificatoarelor cu mai multe etaje, care conţin multe elemente capacitive devine repede foarte dificilă, iar soluţiile atât de complicate încât şunt de puţin folos. Din acest motiv s-au dezvoltat metode de analiză aproximativă care sunt utilizate în etapa de proiectare a circuitului; soluţia finală se verifică prin simulare pe calculator. O astfel de metodă de analiză este metoda *constantelor de timp în gol** pe care o vom descrie în continuare, după ce vom prezenta câteva rezultate relative la polii dominanţi.

7.3.1 Aproximaţia polului dominant

Pentru orice circuit electronic putem găsi printr-o analiză de semnal mic o funcţie de transfer $A(s)$

$$A(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \ldots + a_m s^m}{1 + b_1 s + b_2 s^2 + \ldots + b_n s^n} \tag{7.64}$$

unde $a_0, a_1, \ldots a_n$ şi $b_1, b_2, \ldots b_n$ sunt constante. De foarte multe ori funcţia de transfer are numai poli (sau zerourile nu sunt importante). În acest caz, scriind numitorul expresiei 7.64 ca un produs de factori, se obţine

$$A(s) = \frac{K}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)\left(1 - \frac{s}{p_2}\right)\ldots\left(1 - \frac{s}{p_n}\right)} \tag{7.65}$$

unde K este o constantă iar $p_1, p_2, \ldots p_n$ sunt polii funcţiei de transfer.

* *zero-value time constants* în literatura de limbă engleză (n.t.).

Din (7.65) este evident că

$$b_1 = \sum_{i=1}^{n}\left(-\frac{1}{p_i}\right). \tag{7.66}$$

Un caz practic important este acela în care unul din poli este dominant. Aceasta înseamnă că

$$|p_1| \ll |p_2|,\ |p_3|,\ \ldots$$

astfel că

$$\left|\frac{1}{p_1}\right| \gg \left|\sum_{i=2}^{n}\left(-\frac{1}{p_i}\right)\right|.$$

Reprezentarea acestei situaţii în planul s este dată în fig. 7.14. În acest caz din relaţia 7.66 rezultă că

$$b_1 \approx \left|\frac{1}{p_1}\right|. \tag{7.67}$$

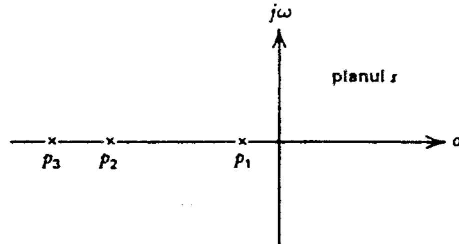


Fig. 7.14 Poziţia polilor pentru un circuit cu un pol dominant.

Reîntorcându-ne la (7.65) putem exprima modulul câştigului în funcţie de frecvenţă:

$$|A(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{\left[1+\left(\frac{\omega}{p_1}\right)^2\right]\left[1+\left(\frac{\omega}{p_2}\right)^2\right]\ldots\left[1+\left(\frac{\omega}{p_n}\right)^2\right]}} \tag{7.68}$$

Dacă există un pol dominant (7.68) se poate aproxima prin

$$|A(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{p_1}\right)^2}}. \tag{7.69}$$

Această aproximaţie este bună cel puţin până la $\omega = |p_1|$. Ca urmare (7.69) va prezice în mod corect valoarea frecvenţei de -3 dB:

$$\omega_{-3\,\mathrm{dB}} \approx |p_1| \tag{7.70}$$

Înlocuind (7.67) în (7.70) se obţine, pentru situaţia în care există un pol dominant:

$$\omega_{-3\,\mathrm{dB}} \approx \frac{1}{b_1}. \tag{7.71}$$

7.3.2 Analiza prin metoda constantelor de timp în gol

Această metodă aproximativă de analiză permite estimarea frecvenţei polului dominant (şi deci a frecvenţei de -3 dB) pentru cazul circuitelor complicate. Prin aplicarea metodei constantelor de timp în gol se obţine o economie considerabilă în ceea ce priveşte efortul de

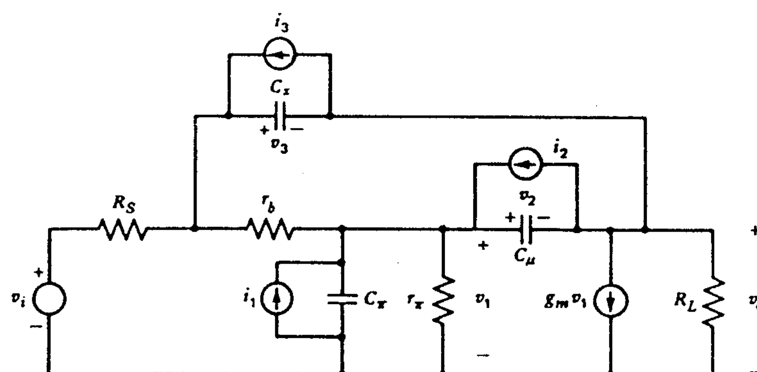


Fig. 7.15 Circuitul echivalent de semnal mic al unui etaj cu emitorul comun, cu capacităţile de reacţie interne C_μ şi C_x.

calcul deoarece nu mai este necesară analiza integrală a circuitului. Metoda se va descrie prin considerarea unui exemplu concret.

Fie circuitul echivalent din fig. 7.15. Acest circuit corespunde unui amplificator cu un singur etaj cu rezistenţa de generator şi sarcina rezistive. Capacitatea de reacţie este împărţită în două părţi C_x şi C_μ. Această împărţire corespunde unei aproximaţii ceva mai bune a situaţiei reale, în comparaţie cu aceea pe care o oferă un singur capacitor colector-bază, pe care am utilizat-o până acum; ea este însă rar utilizată în analiza manuală din cauza complexităţii calculelor.

În analiza de faţă se vor alege ca variabile, tensiunile v_1, v_2, v_3 de pe capacităţi. Tensiunea externă de la intrare v_i se îndepărtează, şi se presupune că circuitul este excitat cu trei surse de curent independente i_1, i_2, i_3 plasate în paralel pe capacitoare (vezi fig. 7.15). Se poate arăta că pentru această alegere a variabilelor ecuaţiile circuitului sunt de forma

$$i_1 = (g_{11} + sC_\pi)v_1 + g_{12}v_2 + g_{13}v_3 , \tag{7.72}$$

$$i_2 = g_{21}v_1 + (g_{22} + sC_\mu)v_2 + g_{23}v_3 , \tag{7.73}$$

$$i_3 = g_{31}v_1 + g_{32}v_2 + (g_{33} + sC_x)v_3 \tag{7.74}$$

în care termenii g sunt conductanţe. De observat că termenii care conţin pe s sunt daţi de capacitoare, fiind asociaţi numai cu variabila dată de tensiunea respectivă de pe capacitor. Ca urmare ei vor apărea numai pe diagonala determinantului sistemului.

Polii funcţiei de transfer a circuitului sunt zerourile determinantului Δ al sistemului de ecuaţii care descrie circuitul. Acest determinant se poate scrie sub forma

$$\Delta(s) = K_3 s^3 + K_2 s^2 + K_1 s + K_0 \tag{7.75}$$

coeficienţii K fiind compuşi din coeficienţii necunoscutelor din ecuaţiile sistemului. De exemplu, K_3 este dat de suma coeficienţilor tuturor termenilor din dezvoltarea determinantului care conţin pe s^3. Expresia 7.75 se poate rescrie

$$\Delta(s) = K_0(1 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3) \tag{7.76}$$

formă care corespunde lui (7.64).

De observat că acest determinant este de ordinul trei deoarece în circuit sunt trei capacitoare. Termenul K_0 din (7.75) este dat de valoarea $\Delta(s)$ în cazul în care toate capacitoarele sunt zero ($C_x = C_\mu = C_\pi = 0$), fapt care se poate vedea din (7.72), (7.73) şi (7.74). Deci

$$K_0 = \Delta\big|_{C_\pi = C_\mu = C_x = 0} \ .$$

Vom face notaţia:

$$K_0 \triangleq \Delta_0 \qquad (7.77)$$

Să considerăm acum termenul $K_1 s$ din (7.75). Acesta este dat de suma tuturor termenilor din dezvoltarea determinantului care conţin pe s. Dar din (7.72), (7.73), (7.74) este evident că s apare numai atunci când este asociat cu o capacitate. Deci termenul $K_1 s$ se poate scrie

$$K_1 s = h_1 s C_\pi + h_2 s C_\mu + h_3 s C_x \qquad (7.78)$$

unde mărimile h sunt nişte constante. Termenul h_1 se poate evalua dezvoltând determinantul sistemului (7.72),(7.73),(7.74) după prima linie

$$\Delta(s) = (g_{11} + sC_\pi)\Delta_{11} + g_{12}\Delta_{12} + g_{13}\Delta_{13} \qquad (7.79)$$

unde Δ_{11}, Δ_{12} şi Δ_{13} sunt minorii corespunzători. Din (7.72),(7.73) şi (7.74) rezultă că capacitatea C_π apare numai în primul termen din (7.70). Deci coeficientul lui $C_\pi s$ în (7.79) se va putea găsi calculând pe Δ_{11} în condiţiile în care $C_\mu = C_x = 0$, eliminându-se astfel în Δ_{11} ceilalţi termeni capacitivi. Dar acest coeficient a lui $C_\pi s$ este chiar h_1 din (7.78), astfel că

$$h_1 = \Delta_{11}\big|_{C_\mu = C_x = 0} \ . \qquad (7.80)$$

Să considerăm acum dezvoltarea determinantului după linia a doua. Se obţine:

$$\Delta(s) = g_{21}\Delta_{21} + (g_{22} + sC_\mu)\Delta_{22} + g_{23}\Delta_{23} \ . \qquad (7.81)$$

În acest caz C_μ apare numai în al doilea termen din (7.81).Deci coeficientul lui $C_\mu s$ din această expresie se va găsi prin evaluarea lui Δ_{22} cu $C_\pi = C_x = 0$, ceea ce elimină ceilalţi termeni capacitivi. Acest coeficient a lui $C_\mu s$ este chiar h_2 din (7.78) astfel că

$$h_2 = \Delta_{22}\big|_{C_\pi = C_x = 0} \ . \qquad (7.82)$$

În mod similar se obţine, prin dezvoltarea după linia a treia

$$h_3 = \Delta_{33}\big|_{C_\pi = C_\mu = 0} \ . \qquad (7.83)$$

Combinând (7.78) cu (7.80),(7.82) şi (7.83) rezultă

$$K_1 = (\Delta_{11}\big|_{C_\mu = C_x = 0} \times C_\pi) + (\Delta_{22}\big|_{C_\pi = C_x = 0} \times C_\mu) + (\Delta_{33}\big|_{C_\pi = C_\mu = 0} \times C_x) \qquad (7.84)$$

şi

$$b_1 = \frac{K_1}{K_0} = \frac{\Delta_{11}\big|_{C_\mu = C_x = 0}}{K_0} \times C_\pi + \frac{\Delta_{22}\big|_{C_\pi = C_x = 0}}{K_0} \times C_\mu + \frac{\Delta_{33}\big|_{C_\pi = C_\mu = 0}}{K_0} \times C_x \qquad (7.85)$$

în care condiţiile impuse determinanţilor sunt aceleaşi ca şi în (7.84). Să facem acum în circuitul din fig. 7.15 $i_2 = i_3 = 0$. Din rezolvarea ecuaţiilor 7.72,7.73,7.74 se obţine

$$v_1 = \frac{\Delta_{11} i_1}{\Delta(s)}$$

şi

$$\frac{v_1}{i_1} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta(s)} \ . \tag{7.86}$$

Relaţia 7.86 constituie o expresie a impedanţei pe care o vedem privind spre nodurile între care este conectat C_π. Deci

$$\frac{\Delta_{11}|_{C_\mu = C_x = 0}}{\Delta_0}$$

va fi *rezistenţa* pe care o vedem privind spre nodurile între care este conectat C_π cu *toate* capacitoarele zero, deoarece

$$\frac{\Delta_{11}|_{C_\mu = C_x = 0}}{\Delta_0} = \left.\frac{\Delta_{11}}{\Delta}\right|_{C_\mu = C_x = C_\pi = 0} \ . \tag{7.87}$$

Vom folosi notaţia:

$$R_{\pi 0} = \left.\frac{\Delta_{11}}{\Delta_0}\right|_{C_\mu = C_x = 0} \ . \tag{7.88}$$

În mod similar

$$\frac{\Delta_{22}|_{C_\pi = C_x = 0}}{\Delta_0}$$

este *rezistenţa* pe care o vedem între nodurile între care este conectat C_μ — în condiţiile în care toate capacitoarele sunt făcute egale cu zero — şi pe care o notăm $R_{\mu 0}$.

În mod asemănător se defineşte şi rezistenţa R_{x0}, pe care o vedem privind spre nodurile între care este conectat C_x.

Cu aceste notaţii (7.85) se rescrie astfel:

$$b_1 = R_{\pi 0} C_\pi + R_{\mu 0} C_\mu + R_{x0} C_x \ . \tag{7.89}$$

Constantele de timp din (7.89) sunt denumite „constante de timp în gol" deoarece pentru a le [illegible] să facem toate capacitoarele nule.

[illegible] în care în funcţia de transfer nu [illegible] zerouri [illegible]

$$\omega_{-3\,dB} \approx \frac{1}{b_1} \ .$$

Deci

$$\omega_{-3\,dB} \approx \frac{1}{\sum T_0} \tag{7.90}$$

unde $\sum T_0$ este suma constantelor de timp în gol. Deşi acest rezultat a fost obţinut în condiţiile unui exemplu concret, el este valabil pentru *orice* circuit pentru care sunt valabile presupunerile făcute în cursul analizei precedente.

Să considerăm circuitul din fig. 7.15. Din examinarea circuitului rezultă:

$$R_{\pi 0} = r_\pi \| (R_S + r_b) \qquad (7.91)$$

Pentru a determinarea mărimii $R_{\mu 0}$ sunt necesare câteva calcule simple. Vom aplica un curent de test, i, între nodurile între care este conectat C_μ (vezi fig. 7.16) şi vom calcula apoi tensiunea care rezultă:

$$v_1 = R_{\pi 0} i \, , \qquad (7.92)$$

$$v_o = -(i + g_m v_1) R_L \, . \qquad (7.93)$$

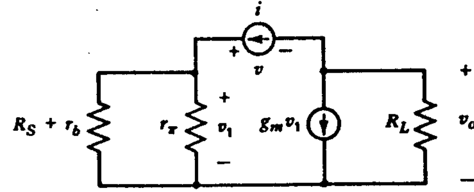


Fig. 7.16 Circuitul echivalent pentru calcularea rezistenţei $R_{\mu 0}$, pentru circuitul din fig. 7.15.

Înlocuind (7.92) în (7.93) se obţine

$$v_o = -(i + g_m R_{\pi 0} i) R_L \, . \qquad (7.94)$$

deoarece

$$R_{\mu 0} = \frac{v}{i}$$

şi

$$R_{\mu 0} = \frac{v_i - v_o}{i} \qquad (7.95)$$

prin înlocuirea în (7.95) a relaţiilor (7.92) şi 7.94 se găseşte

$$R_{\mu 0} = R_{\pi 0} + R_L + g_m R_L R_{\pi 0} \, . \qquad (7.96)$$

Într-un mod similar se poate calcula R_{xo}, fiind evident că $R_{x0} \approx R_{\mu 0}$ dacă $r_b \ll r_\pi$. Acest fapt justifică practica de uz curent de a îngloba pe C_x în C_μ dacă r_b este mic. În aceste condiţii pentru pulsaţia de -3 dB se obţine din (7.90)

$$\omega_{-3\,\text{dB}} = \frac{1}{R_{\pi 0} C_\pi + R_{\mu 0} C_\mu} \, . \qquad (7.97)$$

Înlocuind în (7.97) pe (7.96) se găseşte

$$\omega_{-3\,\text{dB}} = \frac{1}{R_{\pi 0} \left\{ C_\pi + C_\mu \left[(1 + g_m R_L) + \frac{R_L}{R_{\pi 0}} \right] \right\}} \qquad (7.98)$$

Expresia 7.98 oferă un rezultat care este identic cu rezultatul dat de expresia 7.25 obţinut printr-o analiză exactă (ne reamintim că R din expresia 7.25 este aceeaşi mărime ca $R_{\pi 0}$ din expresia 7.98).

Cu toate acestea analiza realizată prin metoda constantelor de timp în gol permite obţinerea rezultatului cu un efort *mult mai mic*. Ea *nu* dă însă nici o informaţie asupra polului nedominant.

Ca o ilustrare suplimentară pentru avantajele şi limitările asociate metodei constantelor de timp în gol să considerăm schema de repetor pe emitor din fig. 7.9, în care s-a inclus numai capacitatea C_π. Valoarea lui $R_{\pi 0}$ se determină introducând o sursă de curent i, ca în fig. 7.17, calculându-se apoi tensiunea v care rezultă:

$$i = \frac{v_1}{r_\pi} + \frac{v + v_o}{R_S + r_b}, \tag{7.99}$$

$$\frac{v_1}{r_\pi} - i + g_m v_1 = \frac{v_o}{R_E}. \tag{7.100}$$

Înlocuind (7.100) în (7.99) se obține

$$i = \frac{v_1}{r_\pi} + \frac{v_1}{R_S + r_b} + \frac{R_E}{R_S + r_b}\left[\frac{v_1}{r_\pi} + g_m v_1 - i\right]$$

relație care se rescrie astfel:

$$i = \frac{v_1}{r_\pi} + v_1 \frac{1 + g_m R_E}{R_S + r_b + R_E}.$$

Valoarea lui $R_{\pi 0}$ rezultă direct

$$R_{\pi 0} = \frac{v_1}{i} = r_\pi \| \frac{R_S + r_b + R_E}{1 + g_m R_E} \tag{7.101}$$

Deci polul dominant al repetorului pe emitor se află la

$$\omega = \frac{1}{R_{\pi 0} C_\pi}. \tag{7.102}$$

Fig. 7.17 Circuitul echivalent pentru calcularea rezistenței $R_{\pi 0}$ pentru repetorul pe emitor.

Acest rezultat este în concordanță cu acela obținut prin analiza exactă, relația 7.41, necesitând însă mai puțin efort. Totuşi metoda constantelor de timp în gol nu comunică nimic despre zeroul pe care analiza exactă îl pune în evidență. În acest caz din cauza zeroului dominant, frecvența care corespunde polului dominant *nu* este egală cu frecvența de −3 dB. Acest exemplu arată că interpretarea rezultatelor obținute prin metoda constantelor de timp în gol trebuie realizată cu precauțiune. Cu toate acestea metoda constantelor de timp în gol *este* o tehnică de analiză utilă, acumularea de experiență dând proiectantului posibilitatea să recunoască circuitele care pot să conțină zerouri dominante.

Uzual, aceste circuite au o cale capacitivă prin care intrarea şi ieşirea se cuplează direct (cum este, de exemplu, C_π la repetorul pe emitor).

7.3.3 Răspunsul în frecvență al etajelor cu emitorul comun conectate în cascadă.

Avantajele reale pe care le oferă metoda constantelor de timp în gol se pun în evidență atunci când se analizează circuite care conțin mai mult de un tranzistor.

Ca exemplu să considerăm amplificatorul cu două etaje cu emitorul comun din fig. 7.18. Acest circuit poate corespunde, de exemplu, unui amplificator nesimetric sau semicircuitului de mod diferenţial. Determinarea polului dominant şi a frecvenţei de −3 dB pentru acest circuit prin aplicarea analizei convenţionale este extrem de dificilă. Analiza bazată pe metoda constantelor de timp în gol este, după cum se va arăta în continuare, aproape directă. Pentru a pune în evidenţă ordinele de mărime specifice, pentru parametri se vor presupune valori tipice. În acest exemplu, ca şi în celelalte exemple din acest capitol, capacităţile parazite asociate rezistoarelor se neglijează. În mod uzual această neglijare constituie o aproximare rezonabilă pentru rezistoarele difuzate a căror valori sunt de ordinul a câteva mii de Ω sau mai puţin.

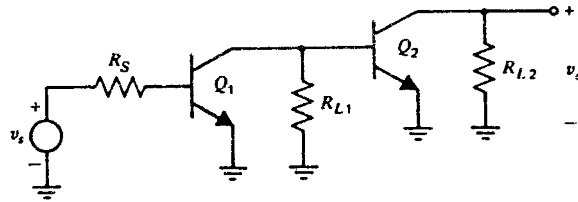


Fig. 7.18 Circuitul echivalent pentru calcularea rezistenţei $R_{\pi 0}$ pentru repetorul pe emitor.

■ EXEMPLU

Să se calculeze frecvenţa de −3 dB a circuitului din fig. 7.18. Se cunosc următoarele valori: R_S=10 kΩ, $r_{b1}=r_{b2}$=400 Ω, $r_{\pi 1}$=20 kΩ, $C_{\pi 1}$=5 pF, $C_{\pi 2}$=10 pF, $C_{\mu 1}=C_{\mu 2}$=1 pF, R_{L1}=10 kΩ, $C_{cs1}=C_{cs2}$=2 pF, $r_{\pi 2}$=10 kΩ, R_{L2}=5 kΩ, g_{m1}=3mA/V, g_{m2}=6 mA/V.

Circuitul echivalent de semnal mic al circuitului din fig. 7.18 este dat în fig. 7.19. Valorile constantelor de timp în gol pentru acest circuit se determină calculând rezistenţa văzută de fiecare capacitor la propriile sale terminale. Totuşi, se poate economisi mult efort observând că unele capacitoare din circuit sunt plasate în aceleaşi configuraţii putându-se aplica deci aceleaşi formule. De exemplu să considerăm capacitoarele $C_{\mu 1}$ şi $C_{\mu 2}$. Pentru ambele capacitoare se poate aplica formula 7.96:

$$C_{\mu 1}R_{\mu 01} = C_{\mu 1}R_{\pi 01}\left(1 + g_{m1}R_{L1\text{ef}} + \frac{R_{L1\text{ef}}}{R_{\pi 01}}\right), \tag{7.103}$$

$$C_{\mu 2}R_{\mu 02} = C_{\mu 2}R_{\pi 02}\left(1 + g_{m2}R_{L2\text{ef}} + \frac{R_{L2\text{ef}}}{R_{\pi 02}}\right), \tag{7.104}$$

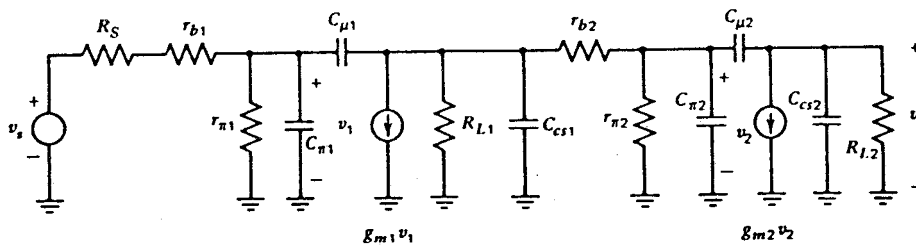


Fig. 7.19 Circuitul echivalent de semnal mic al circuitului din fig. 7.18.

În aceste expresii R_{Lef} este rezistența de sarcină efectivă văzută de fiecare tranzistor:

$$R_{L1ef} = R_{L1} \| (r_{b2} + r_{\pi 2}) = 5{,}1 \text{ k}\Omega ,$$

$$R_{L2ef} = R_{L2} = 5 \text{ k}\Omega .$$

Valoarea $R_{\pi 0}$ se determină, pentru fiecare tranzistor, folosind (7.91):

$$R_{\pi 01} = r_{\pi 1} \| (R_{S1} + r_{b1}) = 20 \text{ k}\Omega \| (10{,}4 \text{ k}\Omega) = 6{,}84 \text{ k}\Omega ,$$

$$R_{\pi 02} = r_{\pi 2} \| (R_{S2} + r_{b2})$$

unde

$$R_{S2} = R_{L1} = 10 \text{ k}\Omega .$$

Înlocuind valorile numerice se obține:

$$R_{\pi 02} = 10 \text{ k}\Omega \| (10{,}4 \text{ k}\Omega) = 5{,}1 \text{ k}\Omega .$$

Deci

$$C_{\pi 1} R_{\pi 01} = 5 \times 6{,}84 \text{ ns} = 34{,}2 \text{ ns} ,$$

$$C_{\pi 2} R_{\pi 02} = 10 \times 5{,}1 \text{ ns} = 51 \text{ ns} .$$

Înlocuind valorile numerice în (7.103) și (7.104) se găsește:

$$C_{\mu 1} R_{\mu 01} = 1 \times 6{,}84 \left[1 + 3 \times 5{,}1 + \frac{5{,}1}{6{,}84} \right] \text{ns} = 6{,}84 (1 + 15{,}3 + 0{,}75) \text{ ns} = 116{,}6 \text{ ns} ,$$

$$C_{\mu 2} R_{\mu 02} = 1 \times 5{,}1 \left[1 + 6 \times 5 + \frac{5}{5{,}1} \right] \text{ns} = 5{,}1 (1 + 30 + 1) \text{ ns} = 163{,}2 \text{ ns} .$$

Valorile constantelor de timp în gol pentru capacitoarele colector-substrat sunt:

$$C_{cs1} R_{cs01} = C_{cs1} R_{L1ef} = 2 \times 5{,}1 \text{ ns} = 10{,}2 \text{ ns} ,$$

$$C_{cs2} R_{cs02} = C_{cs2} R_{L2ef} = 2 \times 5 \text{ ns} = 10 \text{ ns} .$$

Presupunând că funcția de transfer a circuitului are un pol dominant pulsația de -3 dB se poate estima direct:

$$\omega_{-3 \text{ dB}} = \frac{1}{\sum T_0} = \frac{10^9}{34{,}2 + 51 + 116{,}6 + 163{,}2 + 10{,}2 + 10} \text{ rad/s}$$

$$= \frac{10^9}{385{,}2} \text{ rad/s} = 2{,}6 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

și ca urmare

$$f_{-3 \text{ dB}} = 413 \text{ kHz} .$$

Prin simularea cu calculatorul a acestui circuit, utilizând programul SLIC, frecvența de -3 dB rezultă de 456 kHz, valoare care este apropiată de cea calculată. Analiza cu calculatorul pune în evidență patru poli reali, negativi: 463 kHz, 4,37 MHz, 41,06 MHz, 212 MHz. Există și

două zerouri reale, negative: 478 MHz şi 955 MHz. De asemenea suma inverselor valorilor polilor dată de calculator este 385,2 ns, valoare care este egală exact cu suma constantelor de timp în gol calculată manual. ■

Rezultatele analitice precedente au fost obţinute cu un efort mic, calculele fiind focalizate pe determinarea contribuţiilor la frecvenţa de −3 dB a diferitelor capacităţi din circuit.

În acest exemplu, aşa cum este de altfel situaţia uzuală în etajele cu emitorul comun conectate în cascadă, contribuţia majoră la polul dominant al circuitului o aduce capacitatea bază-colector C_μ. *Unul din câştigurile importante pe care le aduce metoda constantelor de timp în gol este acela că ea oferă informaţii asupra acelor elemente ale circuitului care afectează cel mai mult frecvenţa de −3 dB.*

În calculele precedente am considerat că circuitul din fig. 7.19 are un pol dominant. Semnificaţia acestei presupuneri va fi examinată în continuare mai în detaliu. Să presupunem, cu scop ilustrativ, că valorile capacitoarelor $C_{\mu 1}$, $C_{\mu 2}$, C_{cs1} şi C_{cs2} din fig. 7.19 sunt nule şi că $r_{\pi 1}=r_{\pi 2}$ şi $C_{\pi 1}=C_{\pi 2}$. Circuitul are în acest fel două etaje identice, fiecare din ele având un pol la aceeaşi frecvenţă. Aceasta înseamnă că *nu există* o situaţie de pol dominant (circuitul are doi poli identici). Se poate arăta, totuşi, că includerea în circuit a capacitoarelor $C_{\mu 1}$ şi $C_{\mu 2}$ tinde să determine separarea acestor poli şi să producă o situaţie de pol dominant (vezi *Secţiunea 9.3.2*). Din acest motiv marea majoritate a circuitelor de acest tip vor avea un pol dominant, iar analiza bazată pe metoda constantelor de timp în gol va duce la o bună estimare a valorii pulsaţiei $\omega_{-3\,dB}$. Chiar dacă circuitul are doi poli identici, metoda constantelor de timp în gol rămâne, totuşi, încă utilizabilă. Expresiile 7.66 şi 7.89 sunt valabile în general deci relaţia

$$\sum T_0 = \sum_{i=1}^{n}\left(-\frac{1}{p_i}\right) \tag{7.105}$$

va fi ea *întotdeauna* valabilă. Această relaţie arată că suma valorilor constantelor de timp în gol este egală cu suma valorilor reciproce a tuturor polilor indiferent de faptul că există sau nu un pol dominant. Să considerăm, de exemplu, un circuit cu doi poli reali, negativi identici, cu valoarea ω_x. Modulul câştigului circuitului este

$$|G(j\omega)| = \frac{G_0}{1+\left(\dfrac{\omega}{\omega_x}\right)^2}\,. \tag{7.106}$$

Prin definiţie frecvenţa de −3 dB a acestui circuit este frecvenţa la care $|G(j\omega)| = G_0/\sqrt{2}$. Se poate arăta că

$$\omega_{-3\,dB} = \sqrt{\sqrt{2}-1}\;\omega_x = 0{,}64\,\omega_x \tag{7.107}$$

Folosind metoda constantelor de timp în gol rezultă o valoare

$$\sum T_0 = \frac{2}{\omega_x}$$

şi deci

$$\omega_{-3\,\mathrm{dB}} = \frac{1}{\sum T_0} = 0{,}5\,\omega_x\,. \tag{7.108}$$

Chiar în acest caz extrem valoarea obţinută prin metoada constantelor de timp în gol este afectată de o eroare de numai -22 %, oferind o estimare acoperitoare.

7.3.4 Răspunsul în frecvenţă al cascodei

Conexiunea de tip cascodă este o configuraţie cu mai multe tranzistoare, utilă în aplicaţiile de frecvenţă înaltă. Schema de curent alternativ a versiunii bipolare a cascodei este indicată în fig. 7.20; se observă că o cascodă este compusă dintr-un etaj cu emitorul comun care comandă un etaj cu baza comună. Avantajele pe care le oferă cascoda la frecvenţe înalte se datorează faptului că sarcina etajului cu emitorul comun este dată de impedanţa de intrare foarte mică a etajului cu baza comună. În secţiunea anterioară s-a arătat că impedanţa de intrare la frecvenţe joase a etajului cu baza comună este dată de

$$\frac{1}{g_m} + \frac{r_b}{\beta_0 + 1}$$

care se aproximează în mod obişnuit prin $1/g_m$. Dacă valoarea curentului de colector din punctul static de funcţionare este aceeaşi pentru ambele tranzistoare Q_1 şi Q_2, tranconductanţa lui Q_1 este g_m, iar rezistenţa sa de sarcină este $1/g_m$; ca urmare câştigul în tensiune al tranzistorului Q_1 este egal cu unitatea. Rezultă că influenţa efectului Miller asupra tranzistorului Q_1 este minimă, chiar pentru valori mari ale rezistenţei R_L. Deoarece etajul cu baza comună Q_2 are o bandă mare (vezi *Secţiunea 7.2.3*) circuitul cascodă realizează o bună funcţionare la înaltă frecvenţă, în comparaţie cu etajul simplu cu emitorul comun, în special pentru valori mari ale rezistenţei R_L (vezi *Problema 7.17*).

O caracteristică avantajoasă a cascodei o constituie valoarea mică a transmisiei inverse de la ieşire spre intrare. Această izolare bună, necesară de exemplu în aplicaţiile de amplificatoare acordate de înaltă frecvenţă, este asigurată de etajul cu baza comună.

O altă caracteristică a cascodei, care îşi găseşte utilizare în proiectarea de circuite, o constituie valoarea mare a impedanţei de ieşire. Această caracteristică este exploatată în mod avantajos în sursele de curent; după cum s-a arătat în *Capitolul 4* rezistenţa de ieşire a unei cascode este de aproximativ β_0 ori mai mare decât aceea a unui etaj cu emitorul comun.

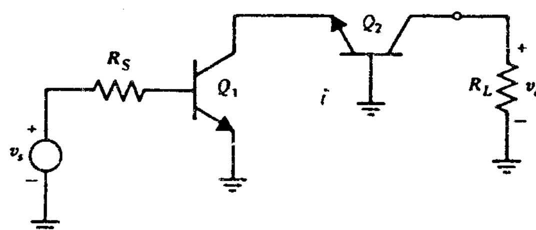


Fig. 7.20 Schema de curent alternativ a circuitului cascodă.

În calitate de exemplu de calcul al frecvenţei de −3 dB a unui circuit integrat de bandă largă să considerăm amplificatorul cascodă din fig. 7.21. Acest circuit poate fi utilizat fie ca etaj al unui amplificator de bandă largă mult mai complex, fie ca circuit integrat de bandă largă de uz general prin adăugarea unor etaje de ieşire de tip repetor pe emitor. În acest circuit banda de −3 dB este de o importanţă esenţială astfel că în continuare vom examina factorii care determină răspunsul său în frecvenţă.

În circuitul din fig. 7.21 perechea diferenţială de intrare este polarizată prin intermediul unui rezistor R_3. Dacă raportul de rejecţie a modului comun constituie o specificaţie importantă, rezistorul R_3 se poate înlocui printr-o sursă de curent activă. Rezistoarele R_E din emitor se folosesc în etajul de intrare pentru a stabiliza valoarea câştigului, pentru a creşte impedanţa de intrare şi pentru a mări banda circuitului. Aceste rezistoare realizează o reacţie serie locală (vezi *Capitolul 8*). Prin intermediul divizorului rezistiv format din rezistoarele R_1 şi R_2 se stabileşte tensiunea de polarizare a bazelor tranzistoarelor Q_3 şi Q_4; valoarea acestei tensiuni se alege astfel încât să asigure o valoare adecvată pentru tensiunea colector-emitor a fiecărui tranzistor.

Pentru analiza de faţă se va presupune că circuitul este atacat de un generator de tensiune a cărui rezistenţă internă este R_S; cealaltă bază se leagă la masă printr-un rezistor de valoare R_S. Această soluţie are avantajul de a reduce la minimum ofsetul de curent continuu determinat de curenţii de bază ai tranzistoarelor Q_1 şi Q_2, răspunsul în frecvenţă al circuitului nefiind puternic afectat în comparaţie cu cazul în care baza lui Q_2 se leagă la masă, dacă rezistenţa R_S este mică. Circuitul din fig. 7.21 poate fi analizat utilizând semicircuitul diferenţial de curent alternativ din fig. 7.22*a*. De observat că la deducerea semicircuitului diferenţial s-a presupus că nodul corespunzător bazelor tranzistoarelor Q_3 şi Q_4 este o masă virtuală pentru semnalele diferenţiale.

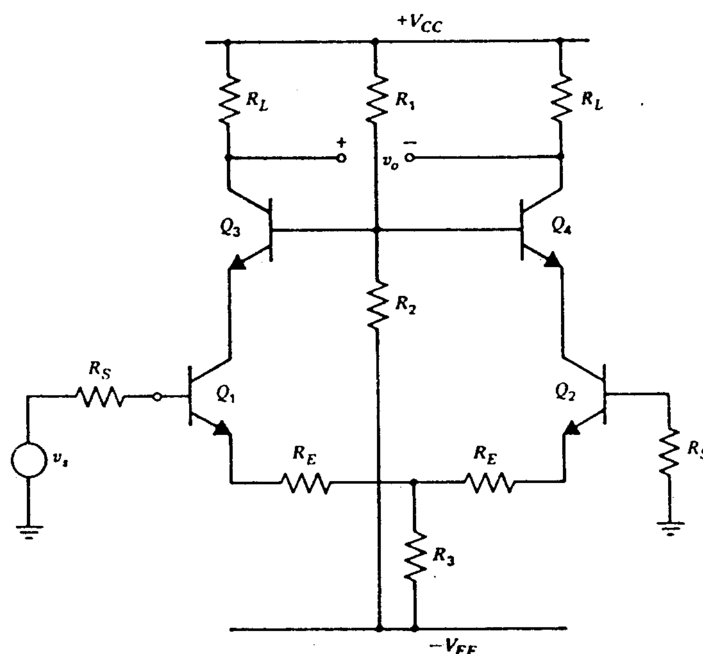


Fig. 7.21 Amplificatorul diferenţial cascodă.

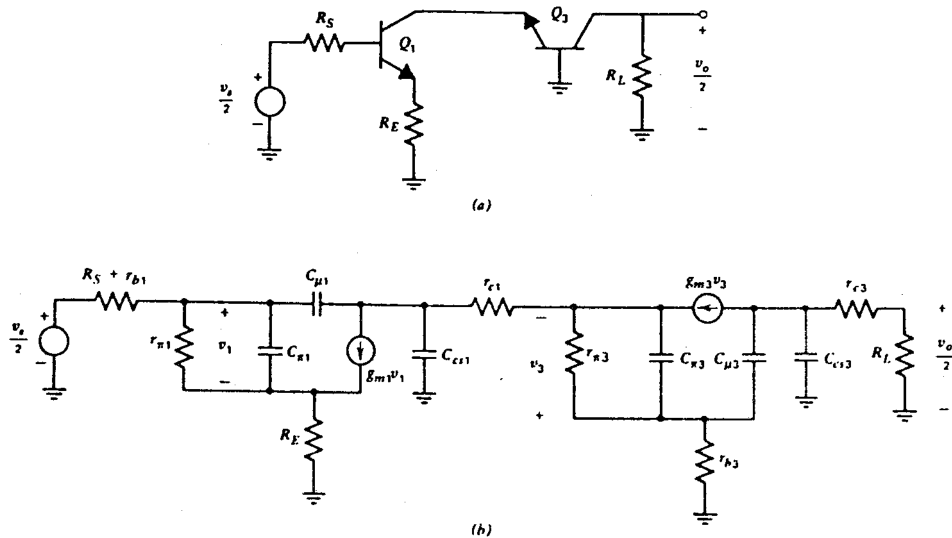


Fig. 7.22 (*a*) Semicircuitul de mod diferenţial de curent alternativ al amplificatorului cascodă din fig. 7.21. (*b*) Circuitul echivalent de semnal mic pentru semicircuitul din (*a*).

Răspunsul în frecvenţă $(v_o/v_s)(j\omega)$ al circuitului din fig. 7.22*a* va fi acelaşi cu acela al circuitului din fig. 7.21 dacă rezistenţa R_3 din fig. 7.21 este suficient de mare pentru a asigura o valoare rezonabilă a raportului de rejecţie a modului comun. Circuitul echivalent de semnal mic al circuitului din fig. 7.22*a* este prezentat în fig. 7.22*b*.

■ EXEMPLU

Să se calculeze câştigul de semnal mic la joasă frecvenţă şi frecvenţa de -3 dB a circuitului din fig. 7.21 utilizând următoarele date: $R_S=1$ kΩ, $R_E=75$ Ω, $R_3=4$ kΩ, $R_L=1$ kΩ, $R_1=4$ kΩ, $R_2=10$ kΩ şi $V_{CC}=V_{EE}=10$ V. Datele tranzistoarelor sunt: $\beta=200$, $V_{BE(on)}=0{,}7$ V, $\tau_F=0{,}25$ ns, $r_b=200$ Ω, r_c (în regiunea activă) $=150$ Ω, $C_{je0}=1{,}3$ pF, $C_{\mu 0}=0{,}6$ pF, $\psi_{0c}=0{,}6$ V, $C_{cs0}=2$ pF, $\psi_{0s}=0{,}58$ V şi $n_s=0{,}5$.

Valorile curenţilor şi tensiunilor din punctul static de funcţionare se calculează neglijând curenţii de bază. Potenţialul bazei tranzistoarelor Q_3 şi Q_4 este

$$V_{B3} = V_{CC} - \frac{R_1}{R_1+R_2}(V_{CC}+V_{EE}) = 10 - \frac{4}{14}\times 20 = 4{,}3 \text{ V} .$$

Potenţialul colectoarelor tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 este

$$V_{C1} = V_{B3} - V_{BE3(on)} = 3{,}6 \text{ V} .$$

Presupunând că bazele tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 sunt la masă se pot calcula curenţii lor de colector:

$$I_{C1} = \frac{V_{EE}-V_{BE(on)}}{2R_3+R_E} = \frac{10-0{,}7}{8{,}075} \text{ mA} = 1{,}15 \text{ mA} .$$

Deoarece se presupune $\alpha \approx 1$ rezultă

$$I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = 1{,}15 \text{ mA} .$$

Analiza de curent continuu se încheie observând că potențialul colectoarelor tranzistoarelor Q_3 și Q_4 este

$$V_{C3} = V_{CC} - I_{C3}R_L = 10 - 1{,}15 = 8{,}85 \text{ V} .$$

Câștigul la joasă frecvență se calculează utilizând semicircuitul diferențial de curent alternativ din fig. 7.22*a*, folosind rezultatele obținute în *Capitolul 3* pentru un etaj cu rezistențe în emitoare. Dacă neglijăm rezistența bazei, transconductanța de semnal mic a tranzistorului Q_1, ținând cont de prezența rezistorului R_E este dată de (3.42):

$$G_{m1} = \frac{g_{m1}}{1 + g_{m1}R_E} = 10{,}24 \text{ mA/V} .$$

Rezistența de intrare de semnal mic a tranzistorului Q_1, ținând cont de prezența rezistorului R_E, este dată de (3.39):

$$R_{i1} = r_{\pi 1}(1 + g_{m1}R_E) = 19{,}5 \text{ k}\Omega .$$

După cum s-a arătat în *Capitolul 3* etajul cu baza comună are un câștig în curent aproximativ unitar. Deci curentul de colector, de semnal mic, al tranzistorului Q_1 apare în colectorul tranzistorului Q_3. Câștigul în tensiune al circuitului din fig. 7.22*a* se poate scrie direct, prin examinarea schemei:

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_{i1}}{R_{i1} + R_s} G_{m1}R_L = -\frac{19{,}5}{19{,}5 + 1} \times 10{,}24 \times 1 = -9{,}74 .$$

Pentru a calcula frecvența de -3 dB trebuie determinați parametrii circuitului de semnal mic din fig. 7.22*b*.

Parametrii rezistivi sunt

$$g_{m1} = g_{m3} = \frac{qI_C}{kT} = 44{,}2 \text{ mA/V},$$

$$r_{\pi 1} = r_{\pi 3} = \frac{\beta}{g_{m1}} = 4525 \ \Omega ,$$

$$r_{c1} = r_{c3} = 150 \ \Omega ,$$

$$r_{b1} = r_{b3} = 200 \ \Omega ,$$

$$R_S + r_b = 1{,}2 \text{ k}\Omega .$$

Rezistențele de ieșire ale tranzistoarelor se neglijează din cauza valorilor mici ale rezistențelor din circuit.

Elementele capacitive din fig. 7.22*b* se calculează folosind modalitatea descrisă în *Capitolul 1*. Începem cu C_{je}, capacitatea de barieră, bază-emitor. După cum s-a arătat în *Capitolul 1* valoarea capacității C_{je} este greu de estimat în regiunea activă directă; o aproximație rezonabilă constă în dublarea valorii C_{je0}, obținându-se C_{je}=2,6 pF. Capacitatea care corespunde sarcinii stocate în bază pentru tranzistorul Q_1 rezultă din relația 1.104:

$$C_{b1} = \tau_F g_{m1} = 0{,}23 \times 10^{-9} \times 44{,}2 \times 10^{-3} \text{ F} = 11{,}1 \text{ pF} .$$

Din (1.118) se obţine

$$C_{\pi 1} = C_{b1} + C_{je1} = 13{,}7 \text{ pF} .$$

Deoarece curenţii de colector, din punctul static de funcţionare, ai tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 sunt egali rezultă $C_{\pi 1} = C_{\pi 3} = 13{,}7$ pF.

Capacitatea colector-bază $C_{\mu 1}$ a tranzistorului Q_1 se poate calcula folosind (1.21) şi observând că tensiunea colector-bază din punctul static de funcţionare a tranzistorului Q_1 este $V_{CB1} = 3{,}6$ V. Deci

$$C_{\mu 1} = \frac{C_{\mu 0}}{\sqrt{1 + \dfrac{V_{CB}}{\psi_0}}} = \frac{0{,}6}{\sqrt{1 + \dfrac{3{,}6}{0{,}6}}} \text{ pF} = 0{,}23 \text{ pF} .$$

Capacitatea colector-substrat a tranzistorului Q_1 se calculează tot cu (1.21), tensiunea colector-substrat fiind $V_{CS} = V_{C1} + V_{EE} = 13{,}6$ V (se presupune că substratul este legat la sursa negativă de alimentare). Vom avea deci

$$C_{cs1} = \frac{C_{cs0}}{\sqrt{1 + \dfrac{V_{CS}}{\psi_0}}} = \frac{2}{\sqrt{1 + \dfrac{13{,}6}{0{,}58}}} \text{ pF} = 0{,}40 \text{ pF} .$$

Pentru tranzistorul Q_3 se obţine în mod similar: $C_{\mu 3} = 0{,}20$ pF şi $C_{cs3} = 0{,}35$ pF.

Frecvenţa de -3 dB a circuitului se calculează determinând constantele de timp în gol. Începem cu $C_{\pi 1}$. Rezistenţa care se vede la terminalele sale este dată de (7.101) — relaţie care a fost dedusă pentru repetorul pe emitor. Prezenţa rezistenţei în serie cu colectorul tranzistorului Q_1 nu introduce nici o modificare în calcule din cauza valorii infinite a impedanţei generatorului de curent $g_m v_1$. Deci din (7.101) rezultă:

$$R_{\pi 01} = r_{\pi 1} \,\|\, \frac{R_S + r_{b1} + R_E}{1 + g_{m1} R_E} = 4525 \,\|\, \frac{1000 + 200 + 75}{1 + 44{,}2 \times 0{,}075} \ \Omega = 4525 \,\|\, 295 \ \Omega = 277 \ \Omega .$$

Se observă că efectul rezistorului R_E este de a *reduce* valoarea lui $R_{\pi 01}$ ceea ce duce la *creşterea* benzii circuitului deoarece reduce constanta de timp în gol asociată capacităţii $C_{\pi 1}$. Această constantă de timp are valoarea

$$C_{\pi 1} R_{\pi 01} = 13{,}7 \times 0{,}277 \text{ ns} = \underline{3{,}79} \text{ ns} .$$

Capacitatea colector-substrat a tranzistorului Q_1 vede o rezistenţă egală cu r_{c1}, plus rezistenţa de intrare a etajului cu baza comună, care este

$$R_{i3} = \frac{1}{g_{m3}} + \frac{r_{b3}}{\beta + 1} = 23{,}6 \ \Omega ,$$

Deci capacitatea C_{cs1} vede o rezistenţă

$$R_{cs01} = R_{i3} + r_{c1} = 174 \ \Omega .$$

Valoarea constantei de timp în gol este

$$C_{cs01} R_{cs01} = 0{,}4 \times 0{,}174 \text{ ns} = \underline{0{,}07} \text{ ns} .$$

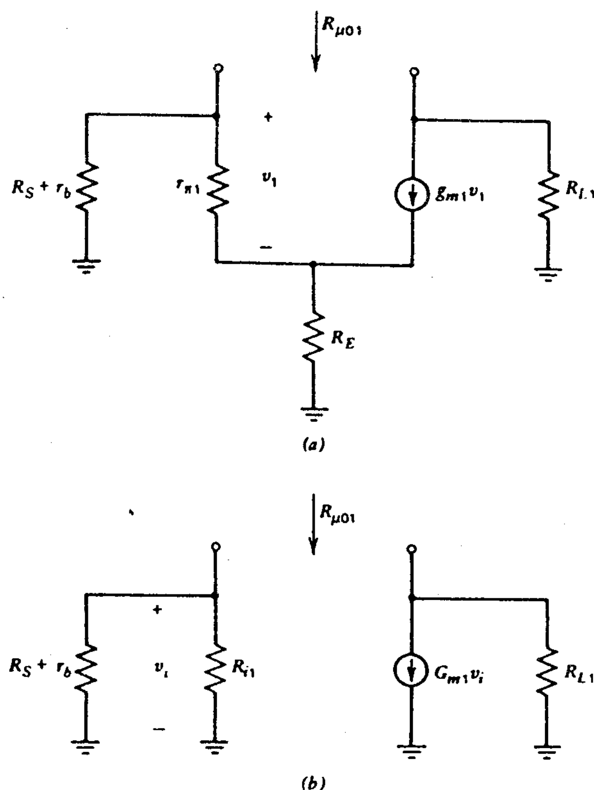


Fig. 7.23 (*a*) Circuitul pentru calcularea rezistenţei $R_{\mu 01}$ pentru tranzistorul Q_1. (*b*) Circuitul echivalent pentru (*a*).

Constanta de timp în gol asociată cu capacitatea $C_{\mu 1}$ a tranzistorului Q_1 se determină calculând rezistenţa $R_{\mu 01}$, care se vede la terminalele lui $C_{\mu 1}$, utlizând circuitul din fig. 7.23*a*. Este convenabil să aducem acest circuit la forma din fig. 7.23*b* în care tranzistorul cu degenerare în emitor este reprezentat prin parametrii R_{i1} şi G_{m1} care au fost definiţi anterior. Circuitul din fig. 7.23*b* este de forma aceluia de la etajul cu emitorul comun din fig. 7.16, astfel că vom utiliza formula 7.96 dedusă anterior:

$$R_{\mu 01} = R_1 + R_{L1} + G_{m1} R_{L1} R_1 \qquad (7.109)$$

unde

$$R_1 = R_{i1} \| (R_S + r_b) = 19{,}5 \| 1{,}2 \text{ k}\Omega = 1{,}13 \text{ k}\Omega \ .$$

Rezistenţa de sarcină, R_{L1}, este dată de r_{c1} plus rezistenţa de intrare în tranzistorul Q_3; utilizând valorile calculate anterior se găseşte

$$R_{L1} = 174 \ \Omega \ .$$

Deci în (7.109)

$$R_{\mu 01} = 1{,}13 + 0{,}17 + (10{,}24 \times 1{,}13 \times 0{,}17) = 3{,}27 \text{ k}\Omega \ .$$

Constanta de timp în gol asociată capacităţii $C_{\mu 1}$ este

$$C_{\mu 1}R_{\mu 01} = 0{,}23\times 3{,}27 \text{ ns} = \underline{0{,}75} \text{ ns} .$$

De observat că, din cauza impedanţei mici de intrare a etajului cu baza comună, R_{L1} este mic şi contribuţia capacităţii $C_{\mu 1}$ la suma constantelor de timp în gol este mult mai mică decât aceea a capacităţii $C_{\pi 1}$.

Constanta de timp asociată capacităţii $C_{\pi 3}$ a tranzistorului Q_3 se poate calcula observând că şi în acest caz se poate aplica relaţia 7.101 determinată pentru repetorul pe emitor. Rezistenţa efectivă de generator, R_S, este zero deoarece baza este la masă, iar rezistenţa efectivă de emitor, R_E, este infinită, colectorul tranzistorului Q_1 fiind conectat la emitorul tranazistorului Q_3. Ca urmare folosind (7.101) se obţine:

$$R_{\pi 03} = r_{\pi 3} \parallel \frac{1}{g_{m3}} = 22{,}6\ \Omega .$$

Deci constanta de timp în gol asociată capacităţii $C_{\pi 3}$ este

$$C_{\pi 3}R_{\pi 03} = 13{,}7\times 0{,}023 \text{ ns} = \underline{0{,}32} \text{ ns} .$$

Constanta de timp asociată capacităţii colector-bază $C_{\mu 3}$ a tranzistorului Q_3 se calculează folosind expresia 7.109, în care G_{m1} se ia egal cu zero deoarece în acest caz valoarea efectivă a rezistenţei R_E este infinită. În (7.109) valoarea efectivă a rezistenţei R_1 este chiar r_b, deci

$$R_{\mu 03} = r_b + R_{L3} ,$$

unde

$$R_{L3} = r_{c3} + R_L$$

iar R_{L3} este rezistenţa de sarcină văzută de tranzistorul Q_3.

Rezultă

$$R_{\mu 03} = 200 + 150 + 1000 = 1{,}35 \text{ k}\Omega$$

constanta de timp în gol având valoarea

$$C_{\mu 3}R_{\mu 03} = 0{,}2\times 1{,}35 \text{ ns} = \underline{0{,}27} \text{ ns} .$$

În sfârşit, capacitatea colector-substrat a tranzistorului Q_3 vede o rezistenţă

$$R_{cs03} = r_{c3} + R_L = 1{,}15 \text{ k}\Omega$$

şi

$$C_{cs3}R_{cs03} = 0{,}35\times 1{,}15 \text{ ns} = \underline{0{,}4} \text{ ns} .$$

Suma constantelor de timp în gol este deci

$$\sum T_0 = (3{,}79 + 0{,}07 + 0{,}75 + 0{,}32 + 0{,}27 + 0{,}4) = 5{,}60 \text{ ns} .$$

Frecvenţa de -3 dB rezultă imediat:

$$f_{-3\text{ dB}} = \frac{1}{2\pi \sum T_0} = 28{,}4 \text{ MHz} .$$

Prin simularea acestui circuit cu calculator, utilizând programul SLIC, se găseşte pentru frecvenţa de -3 dB o valoare de 34,7 MHz. Simularea cu calculatorul arată că există şase poli, din care primii doi sunt reali, negativi, plasaţi la 35,8 MHz şi 235 MHz. Metoda constantelor de timp în gol oferă deci o estimare rezonabilă a frecvenţei de -3 dB şi pune în evidenţă faptul că limitarea majoră asupra răspunsului în frecvenţă al circuitului o introduce capacitatea $C_{\pi 1}$ a tranzistorului Q_1. Banda circuitului se poate lărgi prin creşterea valorii rezistorului R_E din emitorul tranzistorului Q_1 (calculul făcut pentru $R_{\pi 01}$ a arătat că prin creşterea valorii rezistorului R_E valoarea sa se reduce). De observat că această creştere reduce şi câştigul circuitului. ■

Din calculele anterioare se pot obţine informaţii suplimentare relativ la răspunsul în frecvenţă observând că tranzistorul Q_3 din fig. 7.22 izolează de fapt capacităţile $C_{\mu 3}$ şi C_{cs3} de restul circutului. În cazul în care r_{b3} este zero cele două capacitoare ajung conectate în paralel pe ieşire şi introduc în funcţia de transfer un pol suplimentar. Mărimea acestui pol se poate estima prin considerarea numai a sumei constantelor de timp în gol asociate capacităţilor $C_{\mu 3}$ şi C_{cs3}; se obţine $\tau=0{,}67$ ns, care corespunde unui pol plasat la $f=1/(2\pi\tau)=237$ MHz, valoare foarte apropiată de cea determinată cu calculatorul pentru al doilea pol. Polul dominant va fi estimat prin considerarea sumei restului de constante de timp, obţinându-se 4,93 ns, ceea ce corespunde unui pol la 32,3 MHz. Şi această valoare este apropiată de valoarea determinată prin simulare cu calculatorul.

Această tehnică de analiză se poate utiliza oricând există *un grad ridicat de izolare* între diversele porţiuni ale unui circuit. Pentru fiecare secţiune se face suma constantelor de timp în gol estimându-se apoi şi polul dominant al secţiunii corespunzătoare.

7.4 ANALIZA RĂSPUNSULUI ÎN FRECVENŢĂ AL AMPLIFICATORULUI OPERAŢIONAL 741

Până în acest punct analiza răspunsului în frecvenţă al circuitelor integrate a fost limitată la configuraţii destul de simple. Motivul acestei limitări a devenit evident în secţiunile precedente, în care a fost necesară o mare cantitate de calcule pentru a estima polul dominant al unor circuite simple. Rezultă că realizarea unei analize manuale complete în frecvenţă a unui circuit integrat complex se plasează în afara oricărei discuţii. Cu toate acestea pentru un proiectant de circuite apare adeseori necesitatea unei pătrunderi în problemele răspunsului în frecvenţă al unor circuite mari, cum ar fi, de exemplu, amplificatorul operaţional 741. Metodele de analiză descrise anterior pot fi utilizate pentru obţinerea acestor informaţii dacă se fac unele aproximaţii convenabile.

În continuare, acest punct de vedere se va ilustra prin analiza răspunsului în frecvenţă al amplificatorului operaţional 741.

7.4.1 Circuitul echivalent la înaltă frecvenţă al amplificatorului operaţional 741

O schemă a amplificatorului operaţional 741 este prezentată în fig. 6.10*a*. Răspunsul său în frecvenţă este dominat de capacitorul C_c, de 30 de pF, care este un capacitor de

compensare, proiectat pentru a împiedica amplificatorul să oscileze atunci când este conectat într-o buclă de reacţie. Modul în care se alege valoarea capacitorului C_c şi funcţia pe care o îndeplineşte sunt descrise în *Capitolul 9*.

Deoarece amplificatorul 741 conţine peste 20 de tranzistoare legate între ele nu se va încerca o analiză completă nici măcar prin metoda constantelor de timp în gol.

Pentru a obţine o estimare a răspunsului în frecvenţă pentru acest circuit, proiectantul trebuie să fie capabil să identifice acele părţi ale circuitului care fie că nu au nici o influenţă, fie că au o influenţă slabă, asupra răspunsului în frecvenţă; în cursul analizei circuitului aceste părţi vor fi ignorate complet. Ca o regulă generală elementele care aparţin circuitului de polarizare pot fi adeseori eliminate, iar acele porţiuni ale schemei amplificatorului care sunt diferenţiale pot fi înlocuite cu semicircuitele corespunzătoare. Această abordare conduce la schema de curent alternativ din fig. 7.24 care este adecvată pentru un calcul aproximativ al comportării la înaltă frecvenţă a amplificatorului 741. Au fost eliminate toate elementele de polarizare cu excepţia cazurilor în care contribuie la calea de câştig cu elemente parazite (R_{p1},C_{p1},R_{p2},C_{p2}). În etajul de ieşire conduce fie tranzistorul Q_{14}, fie tranzistorul Q_{20}, în funcţie de semnul tensiunii de la ieşire; răspunsul în frecvenţă al amplificatorului va fi uşor diferit de cele două cazuri. În schema din fig. 7.24 s-a presupus că în conducţie se află tranzistorul Q_{14}. Aproximaţia majoră în fig. 7.24 o constituie neglijarea limitărilor de frecvenţă corespunzătoare sarcinii active din etajul de intrare, care a fost eliminată din calea de câştig; rezistenţa şi capacitatea de ieşire ale tranzistorului Q_6 au fost totuşi incluse, ca părţi ale elementelor R_{p1}, C_{p1}. Calcule mult mai detaliate şi unele simulări pe calculator arată că aceste aproximaţii sunt rezonabile.

După cum s-a menţionat anterior, răspunsul în frecvenţă al amplificatorului operaţional 741 este dominat de capacitatea C_c; valoarea frecvenţei de -3 dB va fi estimată prin considerarea efectelor introduse numai de această capacitate. Totuşi, după cum se va arăta în *Capitolul 9*, prezenţa şi a altor poli, în afara celuia dominant, are un efect crucial asupra comportării amplificatorului în cazul în care este conectat într-o buclă cu reacţie. Valoarea polilor nedominanţi este deci de un interes considerabil şi ca urmare se vor descrie metodele de estimare ale valorilor lor. Vom începe prin a calcula frecvenţa de -3 dB a amplificatorului operaţional 741.

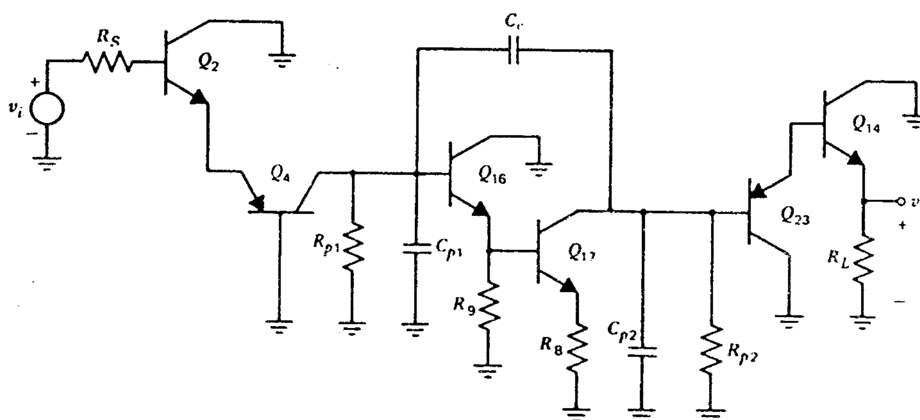


Fig. 7.24 Schema de curent alternativ a căii de câştig, la înaltă frecvenţă, pentru amplificatorul 741.

7.4.2 Calculul frecvenţei de −3 dB a amplificatorului operaţional 741

Frecvenţa de −3 dB a circuitului din fig. 7.24 se poate estima calculând rezistenţa R_{c0} corespunzătoare constantei de timp în gol asociată capacitorului C_c. Rezistenţa R_{c0} se calculează utilizând circuitul de curent alternativ din fig. 7.25*a*, în care rezistenţa de intrare în tranzistorul Q_{23} s-a presupus foarte mare şi ca urmare s-a neglijat. Calculul lui R_{c0} se poate simplifica mult dacă se reprezintă circuitul din fig. 7.25*a* ca în fig. 7.25*b*. Mărimile R_{ic}, R_{oc}, şi G_{mc} sunt respectiv rezistenţa de intrare, rezistenţa de ieşire şi transconductanţa circuitului din fig. 7.25*a*. Aceste mărimi au fost calculate în *Capitolul 6* utilizând valorile nominale pentru datele dispozitivelor; un calcul mult mai precis care ţine cont de variaţia câştigului în curent în funcţie de curentul din punctul static de funcţionare duce la următoarele valori:

$$R_{ic} = R_{o4} \| R_{p1} \| R_{i16} = 1{,}95\ \text{M}\Omega\ ,$$

$$R_{oc} = R_{o17} \| R_{p2} = 86{,}3\ \text{k}\Omega\ ,$$

$$G_{mc} = 6{,}39\ \text{mA/V}\ .$$

De observat că R_{p1} este rezistenţa efectivă de ieşire a tranzistorului Q_6, iar R_{p2} este rezistenţa efectivă de ieşire a tranzistorului Q_{13B} din circuitul din fig. 6.10*a*.

Deoarece circuitul din fig. 7.25*b* este topologic identic cu acela din fig. 7.16, pentru estimarea rezistenţei R_{c0} se va utiliza din nou expresia 7.96:

$$R_{c0} = R_{ic} + R_{oc} + G_{mc}R_{ic}R_{oc} \tag{7.110}$$

$$= [1{,}95 + 0{,}086 + (6{,}39\times10^{-3}\times86{,}3\times10^{3}\times1{,}95)]\ \text{M}\Omega = 1{,}08\times10^{9}\ \Omega\ .$$

Această rezistenţă de valoare foarte mare determină împreună cu capacitorul C_c de 30 pF o constantă de timp de

$$C_cR_{c0} = 30\times10^{-12}\times1{,}08\times10^{9} = 32{,}4\times10^{-3}\ \text{s}\ .$$

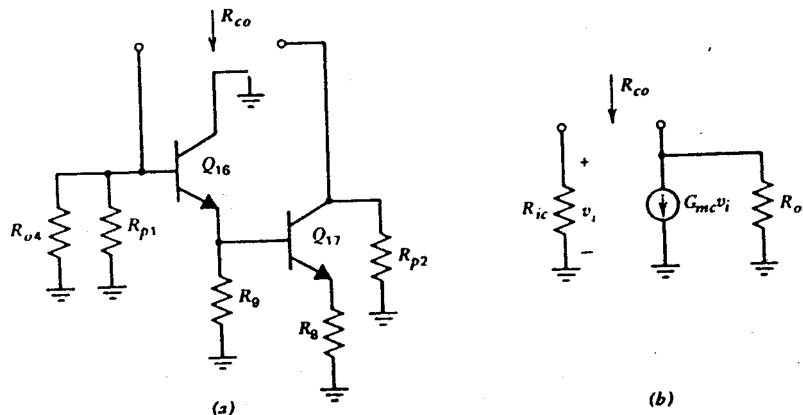


Fig. 7.25 (*a*). Circuitul pentru calculul constantei de timp în gol asociată capacităţii C_c. (*b*) Circuitul echivalent pentru (*a*).

care domină în totalitate suma constantelor de timp în gol, conducând la o valoare a frecvenţei de -3 dB pentru amplificatorul compensat de

$$f_{-3\,\text{dB}} = \frac{1}{2\pi C_c R_{c0}} = 4{,}9\ \text{Hz}\ .$$

Simularea pe calculator a întregului amplificator 741 dă o valoare $f_{-3\,\text{dB}}=5{,}0$ Hz.

O altă modalitate de calcul al efectului determinat de capacitatea de compensare în frecvenţă este de a folosi aproximaţia Miller (vezi *Secţiunea 7.2.1*). Capacitorul de compensare este conectat între baza lui Q_{16} şi colectorul lui Q_{17}. Valoarea câştigului în tensiune între aceste două puncte se determină apelând la circuitul echivalent din fig. 7.25*b*; se obţine:

$$A_v = G_{mc} R_{oc}\ . \tag{7.111}$$

În conformitate cu (7.6) capacitatea Miller văzută în baza tranzistorului Q_{16} este

$$C_M = (1 + A_v)\,C_c \tag{7.112}$$

Înlocuind (7.111) în (7.112) se obţine

$$\begin{aligned} C_M &= (1 + G_{mc} R_{oc})\,C_c \\ &= [1 + (6{,}39\times10^{-3}\times 85{,}3\times10^3)]\times 30\ \text{pF} = 16540\ \text{pF} \end{aligned} \tag{7.113}$$

Valoarea extrem de mare a capacităţii efective din baza tranzistorului Q_{16} dizolvă efectul tuturor celorlalte capacităţi. Această capacitate combinată cu rezistenţa $R_{ic}=1{,}95$ MΩ care apare între baza lui Q_{16} şi masă determină o valoare a frecvenţei de -3 dB a amplificatorului de

$$f_{-3\,\text{dB}} = \frac{1}{2\pi C_M R_{ic}} = \frac{1}{2\pi\times 16540\times10^{-12}\times 1{,}95\times10^6}\ \text{Hz} = 4{,}9\ \text{Hz}\ ,$$

valoare care este identică cu aceea dedusă prin metoda constantelor de timp în gol.

De observat că odată cu C_c în circuit se mai introduce încă o capacitate suplimentară. Această capacitate suplimentară parazită se formează între partea inferioară a capacitorului C_c şi substrat (vezi *Capitolul 2)*. Capacitorul C_c este conectat astfel încât capacitatea parazită se află între baza tranzistorului Q_{16} şi masă fiind deci absolut neglijabilă faţă de capacitatea care apare prin efect Miller. Capacitatea parazită are o valoare relativ mare (de aproximativ 14 pF) din cauza ariei mari a capacitorului de 30 pF. Capacitorul C_c consumă o arie de 0,165 mm^2 (cipul amplificatorului 741 are latura de 1,43 mm), de aproximativ 13 ori mai mare ca aceea a unui tranzistor tipic.

Este interesant de observat că în cazul în care se „scoate" capacitorul de compensare şi se calculează constantele de timp în gol ale amplificatorului se obţine o frecvenţă de -3 dB de 18,9 kHz. Această valoare este dominată de C_{p1}, care este de aproximativ 3,4 pF, fiind compusă practic din capacităţile colector-substrat ale tranzistoarelor Q_6 şi Q_{22}. Rezistenţa văzută de C_{p1} este $R_{ic}=1{,}95$ MΩ, calculată mai înainte, determinând o constantă de timp de 6,6 μs.

7.4.3 Polii nedominanţi ai amplificatorului operaţional 741

Calculele anterioare au arătat că la amplificatorul 741 capacitorul de compensare de 30 pF produce un pol dominant la 4,9 Hz. Având în vedere complexitatea circuitului este evident că vor mai exista încă mulţi poli situaţi la frecvenţe mai înalte.

Tranzistoarele Q_{16} şi Q_{17} formează un etaj cu câştig mare în jurul căruia este conectată capacitatea de compensare C_c. După ce se conectează C_c funcţia de transfer a acestui etaj conţine un pol de 4,9 Hz şi alţi poli situaţi la frecvenţe mai înalte. După cum se arată în *Capitolul 9* aceşti poli situaţi la frecvenţe mai înalte deşi sunt mult mai puţin semnificativi după ce s-a conectat capacitorul C_c, contribuie totuşi la defazajul amplificatorului în jurul frecvenţei (de aproximativ 1,25 MHz) la care câştigul amplificatorului este unitar. Calculul exact al acestor poli situaţi la frecvenţe mai înalte este într-adevăr foarte dificil.

Alte surse de poli situaţi la frecvenţe mai înalte sunt sarcina activă, care a fost omisă din fig. 7.24 şi repetorul pe emitor realizat cu tranzistorul *pnp* lateral, Q_{23}. Simularea cu calculatorul arată că şi aceste două părţi ale schemei contribuie la defazajul amplificatorului în zona frecvenţei de câştig unitar de 1,25 MHz. La fel ca în cazul precedent, calculul manual al răspunsului în frecvenţă al acestei porţiuni a circuitului este dificil şi implică luarea în considerare a tuturor elementelor parazite. Există totuşi, o parte a circuitului din fig. 7.24 care contribuie cu un pol nedominant care poate fi calculat. Este vorba de etajul cu bază comună, realizat de tranzistorul *pnp* lateral Q_4. Acest etaj este comandat de un repetor pe emitor *npn*, Q_2, a cărui bandă se poate presupune mult mai mare decât aceea a etajului în discuţie, Q_4, deoarece frecvenţa de tăiere f_T, a unui tranzistor *npn* este mult mai mare decât frecvenţa de tăiere a unui tranzistor *pnp* lateral). Neglijând efectele de frecvenţă introduse de Q_2 putem să considerăm că tranzistorul Q_4 este alimentat de v_i în serie cu $1/g_{m2}$, care este rezistenţa care se vede privind în emitorul lui Q_2 dacă R_S este mic. În plus se poate presupune că Q_4 lucrează pe un scurtcircuit de curent alternativ, deoarece capacitatea Miller de valoare mare produsă de C_c, determină o impedanţă foarte mică în colectorul lui Q_4. Rezultă deci circuitul echivalent de semnal mic pentru Q_4, din fig. 7.26, care este efectiv izolat de restul circuitului. Ca urmare, acest etaj contribuie cu un pol separat care poate fi estimat utilizând metoda constantelor de timp în gol. De observat că s-au neglijat r_{b4} şi $C_{\pi 4}$.

Să calculăm mai întâi valorile parametrilor de semnal mic din circuitul din fig. 7.26. Curenţii din punctul static de funcţionare au fost determinaţi în *Capitolul 6*, obţinându-se $I_{C2}=-I_{C4}=12$ μA, cărora le corespund pentru transconductanţe valorile $g_{m2}=g_{m4}=0{,}46$ mA/V. O valoare tipică pentru capacitatea C_{je} a unui tranzistor *pnp* lateral în regiunea activă directă este de 0,6 pF. Presupunând pentru tranzistorul *pnp* lateral $\tau_F=25$ ns, din (1.104) se obţine capacitatea care corespunde sarcinii stocate în baza tranzistorului Q_4:

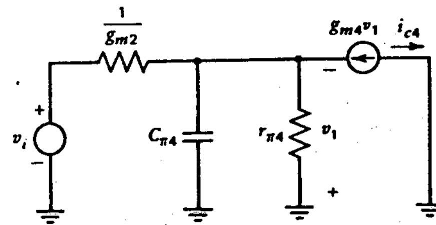


Fig. 7.26 Circuitul echivalent de semnal mic pentru tranzistorul Q_4 din fig. 7.24.

$$C_{b4} = \tau_{F4} g_{m4} = 25\times10^{-9}\times\frac{12\times10^{-6}}{26\times10^{-3}}\ \text{F} = 11{,}6\ \text{pF} .$$

Din (1.118) se obţine:

$$C_{\pi 4} = C_{b4} + C_{je4} = 12{,}2\ \text{pF} .$$

Deoarece valoarea timpului de tranzit τ_F este atât de mare, se observă că şi pentru această valoare mică a curentului static capacitatea C_π a tranzistorului *pnp* lateral este încă dominată de capacitatea C_b.

Frecvenţa polului introdus de tranzistorul Q_4 se calculează determinând rezistenţa $R_{\pi 04}$ văzută de $C_{\pi 4}$. Această rezistenţă este chiar $1/g_{m2}$ în paralel cu rezistenţa de intrare în tranzistorul Q_4 care este aproximativ $1/g_{m4}$. Deci

$$R_{\pi 04} = \frac{1}{2}\frac{1}{g_{m2}} = 1087\ \Omega$$

şi

$$C_{\pi 4}R_{\pi 04} = 12{,}4 \times 10^{-12} \times 1087\ \text{s} = 0{,}0126\ \mu\text{s}\ .$$

Polul introdus de Q_4 se va plasa deci, la

$$\frac{1}{2\pi C_{\pi 4}R_{\pi 04}} = 12{,}6\ \text{MHz}\ .$$

În calculele făcute cu calculatorul, descrise în *Capitolul 9*, printre polii şi zerourile amplificatorului 741 apare şi un pol real, negativ la -15 MHz. Aceste este chiar polul introdus de tranzistorul Q_4. Diferenţa mică între valoarea calculată anterior şi aceea furnizată de calculator este datorată modelării mult mai precise realizată în analiza cu calculatorul. De observat că un pol plasat la 12,6 MHz introduce la frecvenţa de 1,25 MHz, de câştig unitar a amplificatorului, un defazaj de 6°. Acest defazaj suplimentar nu este neglijabil. Polii nedominanţi introduşi de tranzistoarele Q_{16}, Q_{17}, Q_{23} şi de sarcina activă produc şi ei un defazaj semnificativ la frecvenţa de câştig unitar a amplificatorului. Determinarea precisă a defazajului total introdus de amplificator la frecvenţa de câştig unitar se poate realiza numai prin simulare pe calculator sau prin măsurători.

Calculele descrise în acestă secţiune permit proiectantului să izoleze acele părţi ale circuitului care contribuie cu defazaje suplimentare şi să facă acolo unde este necesar modificări în schemă pentru a îmbunătăţi aceste aspecte legate de funcţionarea circuitului.

7.5 RELAŢIA ÎNTRE RĂSPUNSUL ÎN FRECVENŢĂ ŞI RĂSPUNSUL ÎN TIMP

În acest capitol s-a ilustrat efectul dat de creşterea frecvenţei semnalului asupra funcţionării circuitului, considerându-se răspunsul la un semnal de intrare sinusoidal. În practică însă unui amplificator i se poate cere să amplifice şi semnale nesinusoidale cum ar fi, de exemplu, trenuri de impulsuri sau unde dreptunghiulare. Mai mult decât atât, astfel de semnale sunt utilizate adeseori pentru a se testa răspunsul în frecvenţă al circuitului. Rezultă că răspunsul circuitului la astfel de semnale este de interes şi va fi calculat în continuare.

Să considerăm la început un circuit a cărui funcţie de transfer de semnal mic poate fi aproximată ca având un singur pol:

$$\frac{v_o}{v_i}(s) = \frac{K}{1 - \dfrac{s}{p_1}} \tag{7.114}$$

unde K este câştigul la joasă frecvenţă, iar p_1 polul funcţiei de transfer. În concordanţă cu ce s-a arătat anterior, pulsaţia de -3 dB a acestui circuit este $\omega_{-3\,\text{dB}} = -p_1$. Să aplicăm circuitului ca semnal de intrare o treaptă mică de tensiune, v_a.

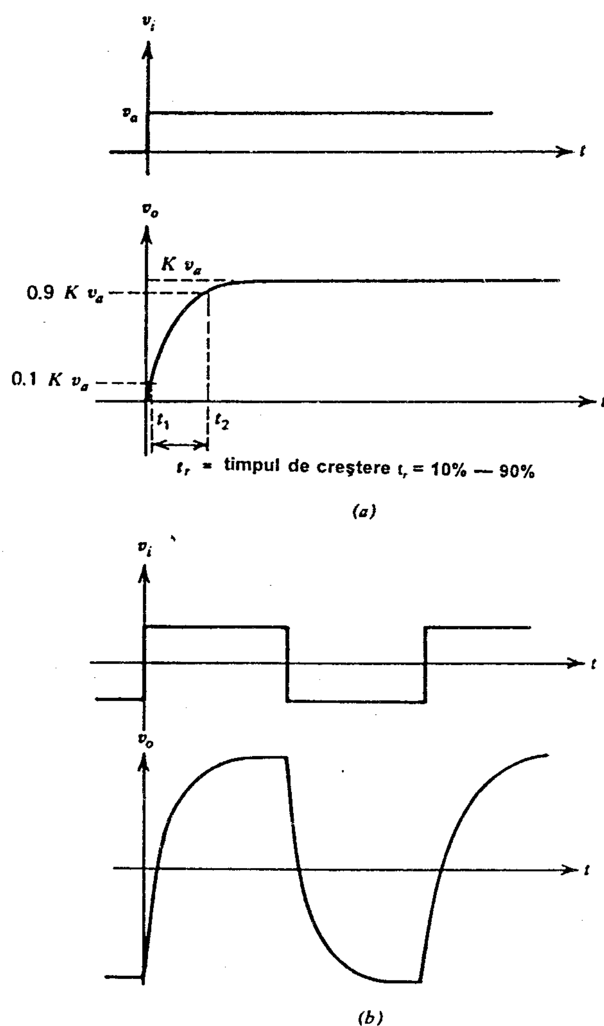


Fig. 7.27 (*a*) Răspunsul la un semnal de intrare de tip treaptă, pentru un circuit liniar cu câştigul de curent continuu K şi o funcţie de transfer cu un singur pol. (*b*) Răspunsul unui circuit liniar cu o funcţie de transfer cu un singur pol pentru cazul în care la intrare se aplică impulsuri dreptunghiulare.

Pentru a determina răspunsul circuitului, presupunând că circuitul este liniar, se va folosi (7.114), în care se înlocuieşte $v_i(s)=v_a/s$. Deci:

$$v_o(s) = \frac{Kv_a}{s}\,\frac{1}{1-\dfrac{s}{p_1}} = Kv_a\left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s-p_1}\right] .$$

Răspunsul la un salt treaptă se obţine imediat:

$$v_o(t) = Kv_a(1 - e^{p_1 t}) . \tag{7.115}$$

Pentru valori mari ale timpului tensiunea de la ieşire tinde spre Kv_a. Constanta de timp a exponenţialei din (7.115) este $1/p_1$. Aspectul răspunsului este schiţat, în conformitate cu expresia 7.115, în fig. 7.27*a*. Timpul de creştere al semnalului de la ieşire este definit în mod uzual ca timpul necesar pentru a se ajunge de la 10% la 90% din valoarea finală. Folosind expresia 7.115 rezultă

$$0{,}1Kv_a = Kv_a(1 - e^{p_1 t_1}) \,, \qquad (7.116)$$

$$0{,}9Kv_a = Kv_a(1 - e^{p_1 t_2}) \,, \qquad (7.117)$$

timpul de creştere, t_r, fiind

$$t_r = t_2 - t_1 = -\frac{1}{p_1}\ln 9 = \frac{2{,}2}{\omega_{-3\,\mathrm{dB}}} = \frac{0{,}35}{f_{-3\,\mathrm{dB}}} \,. \qquad (7.118)$$

Această expresie arată că timpul de creştere al impulsului de la ieşire este nemijlocit legat de frecvenţa de -3 dB a circuitului. De exemplu, dacă $f_{-3\,\mathrm{dB}}=10$ MHz, atunci timpul de creştere, în conformitate cu expresia 7.118, va fi t_r=35 ns.

Dacă la intrarea unui circuit caracterizat de o funcţie de transfer cu un singur pol se aplică o undă dreptunghiulară răspunsul care se obţine are forma din fig. 7.27*b*. Fronturile impulsurilor de rotunjesc, în concordanţă cu rezultatele obţinute anterior pentru semnalul treaptă.

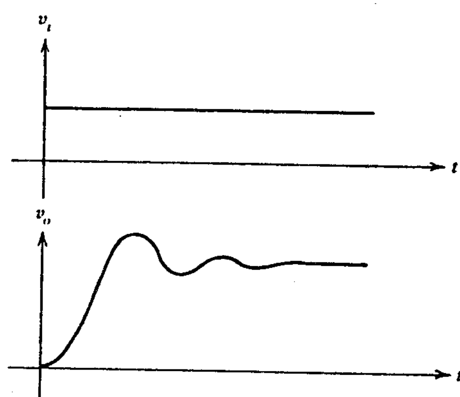


Fig. 7.28 Forma tipică a răspunsului la un salt treaptă al unui circuit liniar a cărui funcţie de transfer are poli complecşi.

Calculele din această secţiune au pus în evidenţă legătura care există între răspunsul în frecvenţă şi răspunsul în timp pentru semnale mici aplicate unui circuit caracterizat de o funcţie de transfer cu un singur pol.

Pentru circuitele cu funcţii de transfer cu mai mulţi poli, deşi rămâne valabilă aceeaşi tendinţă generală, răspunsul la impulsuri poate să difere foarte mult de cel prezentat în fig. 7.27*b*. În particular, dacă funcţia de transfer conţine poli complecşi care conduc la o caracteristică de frecvenţă cu o supracreştere la frecvenţe înalte (vezi *Capitolul 9*) răspunsul la impulsuri va avea[4] supracreşteri şi oscilaţii sinusoidale amortizate, ca în fig. 7.28. În amplificatoarele de impulsuri un astfel de răspuns este de obicei neconvenabil.

În sfârşit, trebuie arătat că rezultatele anterioare au fost obţinute presupunând că semnalele aplicate sunt mici sau, exprimat cu alte cuvinte, s-a presupus că amplificatorul funcţionează liniar.

Dacă semnalul aplicat este suficient de mare astfel încât să determine o funcţionare neliniară a circuitului răspunsul la impulsuri poate să difere în mod semnificativ de acela care s-a dedus în această secţiune. Această chestiune este discutată în *Secţiunea 9.6*.

PROBLEME

7.1 (*a*) Să se calculeze frecvenţa de −3 dB a câştigului de semnal mic a unui etaj cu emitorul comun, ca acela din fig. 7.2*a*, folosind aproximaţia Miller. Se vor utiliza următoarele date: R_S=5 kΩ, r_b=300 Ω, I_C=0,5 mA, β=200, f_T=500 MHz (la I_C= 0,5 mA), C_μ=0,3 pF, R_L=3 kΩ, C_{cs}=0, $V_A=\infty$.
(*b*) Să se calculeze frecvenţa polului nedominant pentru circuitul de la punctul (*a*). Să se compare rezultatele obţinute prin calcul manual cu acelea obţinute prin simularea cu SPICE.

7.2 Să se determine o expresie pentru impedanţa de ieşire a circuitului din *Problema 7.1*, văzută de R_L şi să se formeze circuitul echivalent. Să se traseze modulul acestei impedanţe utilizând scări logaritmice, frecvenţa variind de la f=1 kHz la f=100 MHz.

7.3 Să se repete *Problema 7.2* pentru R_S=0 şi $R_S=\infty$.

7.4 Un amplificator diferenţial având schema din fig. 7.1 are I_{EE}=1 mA şi datele indicate în *Problema 7.1*. Sursa de curent are o rezistenţă R_E=300 kΩ şi o capacitate C_E=2 pF, definite ca în fig. 7.7*a*. Să se determine dependenţa de frecvenţă a câştigului de mod diferenţial, a câştigului de mod comun şi a raportului de rejecţie a modului comun. Să se schiţeze dependenţa modulului acestor mărimi, exprimate în dB, în funcţie de frecvenţă, frecvenţa variind de la f=10 kHz la f=20 MHz. Pentru frecvenţă se va utiliza o scară logaritmică.
Rezultatele obţinute prin calcul manual se vor compara cu acelea obţinute prin simulare cu SPICE.

7.5 Un repetor pe emitor realizat cu un tranzistor *pnp* lateral are R_S=250 Ω, r_b=200 Ω, β=50, I_C=−300 μA, f_T=4 MHz, R_E=4 kΩ, C_μ=0 şi $r_o=\infty$. Să se determine dependenţa câştigului în tensiune, de semnal mic, în funcţie de frecvenţă. Să se schiţeze dependenţa de frecvenţă a valorii modulului câştigului exprimată în dB pentru valori ale frecvenţei de la f=10 kHz la f=20 MHz. Pentru frecvenţă se va utiliza o scară logaritmică.

7.6 Să se calculeze valorile elementelor din circuitul echivalent de semnal mic pentru impedanţele de intrare şi ieşire ale repetorului pe emitor din *Problema 7.5*. Să se schiţeze dependenţa modulului acestor impedanţe în funcţie de frecvenţă, utilizând scări logaritmice, pentru valori ale frecvenţei de la f=10 kHz la f=20 MHz. Se va determina, folosind SPICE, răspunsul tranzitoriu la semnal mic, pentru un semnal de intrare salt treaptă în condiţiile unei sarcini rezistive de 1 kΩ şi apoi pentru o sarcină capacitivă de 400 pF. Semnalul treaptă de la intrare are o amplitudine de 1 mV şi un timp de creştere nul. Se va explica forma răspunsului în timp. (Pentru cazul sarcinii capacitive circuitul se va polariza în emitor cu o sursă de curent ideală).

7.7 Un etaj cu baza comună are următorii parametri: I_C=0,5 mA, C_π=0,3 pF, r_b=200 Ω, β=100, $r_o=\infty$, R_L=0 şi $R_S=\infty$.
(*a*) Să se determine expresia câştigului în curent la semnal mic al etajului, în funcţie de frecvenţă. Se va determina frecvenţa la care câştigul în curent scade cu 3 dB faţă de valoarea sa de la joasă frecvenţă.
(*b*) Să se determine valorile elementelor din circuitul echivalent de semnal mic pentru impedanţele de intrare şi ieşire ale etajului. Se va schiţa dependenţa de frecvenţă a modulului acestor impedanţe pentru valori ale frecvenţei de la f=100 kHz la f=100 MHz utilizând scări logaritmice.

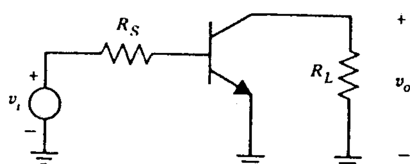


Fig. 7.29 Schema de curent alternativ a unui etaj cu emitorul comun.

7.8 Schema de curent alternativ a unui etaj cu emitorul comun în care $R_S=10$ kΩ şi $R_L=5$ kΩ este dată în fig. 7.29. Să se calculeze câştigul în tensiune v_o/v_i, de semnal mic, la joasă frecvenţă. Să se estimeze valoarea frecvenţei de -3 dB folosind metoda constantelor de timp în gol. Se cunosc: $\beta=200, f_T=600$ MHz la $I_C=1$ mA, $C_\mu=0{,}2$ pF, $C_{je}=2$ pF, $C_{cs}=1$ pF, $r_b=0$, $r_o=\infty$ şi $I_C=1$ mA.

7.9 Să se repete *Problema 7.8* pentru cazul în care în emitor se conectează un rezistor de 200 Ω.

7.10 Să se repete *Problema 7.8* pentru situaţia în care între colectorul şi baza tranzistorului se conectează un rezistor de 30 kΩ.

7.11 În fig. 7.30 este prezentată schema de curent alternativ a unui etaj Darlington şi a unei configuraţii colector-comun — emitor-comun, în care $R_S=100$ kΩ şi $R_L=3$ kΩ. Pentru fiecare circuit să se calculeze:

(*a*) Câştigul în tensiune v_o/v_i, de semnal mic, la joasă frecvenţă;

(*b*) Frecvenţa de -3 dB utilizând metoda constantelor de timp în gol. Se cunosc: $\beta=100, f_T=500$ MHz la $I_C=1$ mA, $C_\mu=0{,}4$ pF, $C_{je}=2$ pF, $C_{cs}=1$ pF, $r_b=0$, $r_o=\infty$, $I_{C1}=10$ μA şi $I_{C2}=1$ mA. (Valorile capacităţilor C_μ, C_{cs} şi C_{je} sunt specificate în punctul static de funcţionare).

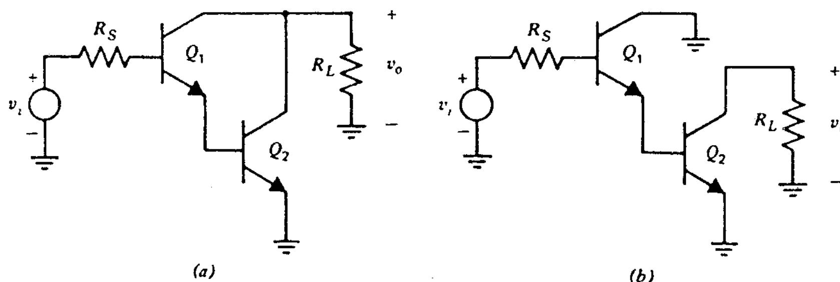


Fig. 7.30 Schemele de curent alternativ ale unui etaj Darlington, (*a*), şi ale unui etaj colector-comun, emitor-comun, (*b*).

7.12 Să se repete *Problema 7.11* pentru situaţia în care între emitorul tranzistorului Q_1 şi masă se conectează un rezistor de 15 kΩ, care măreşte valoarea curentului din punctul static de funcţionare al tranzistorului Q_1 la 50 μA.

7.13 Să se repete *Problema 7.11* pentru situaţia în care semnalul de intrare este dat de o sursă de curent de valoare i_i aplicată în baza tranzistorului Q_1. (În acest caz funcţia de transfer este o transrezistenţă v_o/v_i).

7.14 Pentru amplificatorul din fig. 7.31 sursa de curent de polarizare I_B este ajustată astfel încât în curent continuu $V_o=0$ V.

(*a*) Să se calculeze transrezistenţa v_o/i_i, de semnal mic, la joasă frecvenţă. Utilizând metoda constantelor de timp în gol să se estimeze valoarea frecvenţei de -3 dB.

Se cunosc: *npn*: $\beta=100, f_T=500$ MHz la $I_C=1$ mA, $C_{\mu 0}=0{,}7$ pF, $C_{je}=3$ pF în punctul static de funcţionare, $C_{cs0}=2$ pF, $r_b=0$, $V_A=120$ V; pentru toate joncţiunile $n=0{,}5$ şi $\psi_0=0{,}55$ V;

pnp: $\beta=50$, $f_T=4$ MHz la $I_C=-0{,}5$ mA, $C_{\mu0}=1{,}0$ pF, $C_{je}=3$ pF în punctul static de funcţionare, $C_{bs0}=2$ pF, $r_b=0$, $V_A=50$ V; pentru toate joncţiunile $n=0{,}5$ şi $\psi_0=0{,}55$ V.

(*b*) Să se repete punctul (*a*) pentru situaţia în care între colectorul şi baza tranzistorului Q_1 se conectează un capacitor de 20 pF.

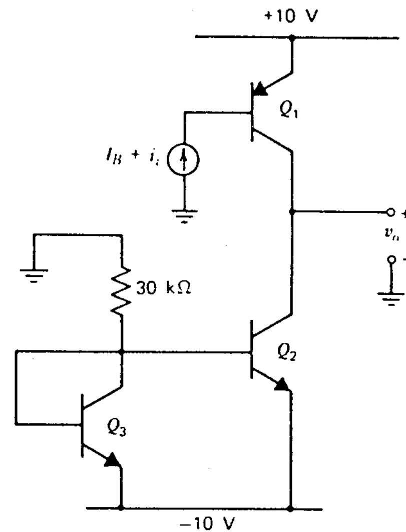


Fig. 7.31 Etaj de amplificare.

7.15 Circuitul prezentat în fig. 7.32 este un etaj diferenţial cu sarcina activă. Valoarea curentului de polarizare I_B este ajustată astfel încât în curent continuu colectoarele tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 au un potenţial de +5 V. Să se calculeze câştigul în tensiune v_o/v_i, de semnal mic la joasă frecvenţă. Se va estima frecvenţa de −3 dB folosind metoda constantelor de timp în gol. Pentru tranzistoare se vor folosi datele din *Problema 7.14*.

7.16 În fig. 7.33 sunt prezentate schemele de curent alternativ ale unui etaj cu emitorul comun şi ale unui etaj cascodă, în care $R_S=5$ kΩ şi $R_L=3$ kΩ.

(*a*) Să se calculeze pentru fiecare circuit câştigul în tensiune v_o/v_i, de semnal mic, la joasă frecvenţă.

(*b*) Folosind metoda constantelor de timp în gol să se calculeze şi să se compare pentru cele două circuite valorile frecvenţei la care câştigul scade cu 3 dB.

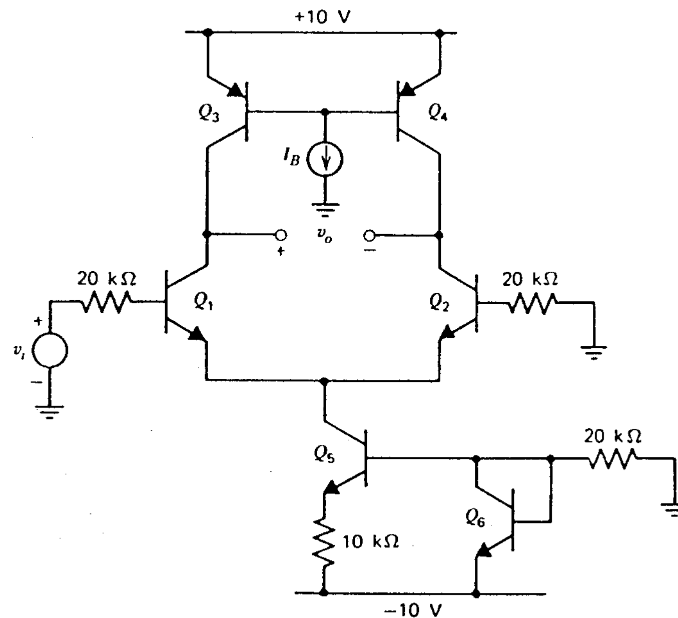


Fig. 7.32 Etaj diferenţial cu sarcini active.

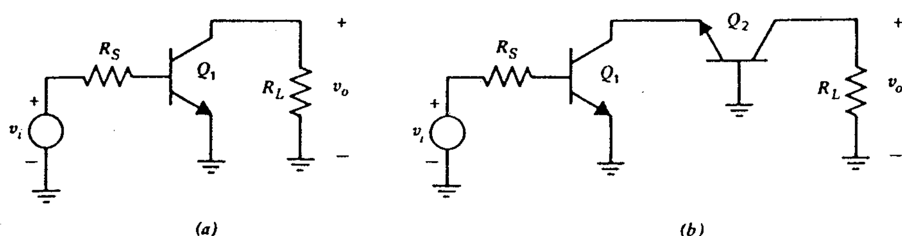


Fig. 7.33 Schemele de curent alternativ ale unui etaj cu emitorul comun (*a*) şi a unui etaj cascodă (*b*).

(*c*) Să se estimeze timpul de creştere, de la 10% la 90% din valoarea finală, a fiecărui circuit pentru cazul în care la intrare se aplică un salt treaptă mic. Să se schiţeze forma de undă la ieşire în intervalul 0—300 ns considerând o valoare de 1 mV a saltului treaptă.

Se cunosc: $I_C=1$ mA, $\beta=100$, $r_b=0$, $C_{cs}=1$ pF, $C_\mu=0{,}4$ pF, $f_T=500$ MHz la $I_C=1$ mA şi $r_o=\infty$. Pentru toate joncţiunile $n=0{,}5$ şi $\psi_0=0{,}55$ V.

7.17 În fig. 7.34 se prezintă schema unui etaj de amplificare.

(*a*) Să se calculeze câştigul în tensiune v_o/v_i, de semnal mic, la joasă frecvenţă.

(*b*) Să se calculeze frecvenţa de -3 dB pentru câştigul circuitului, utilizând metoda constantelor de timp în gol. Se cunosc: $C_{cs0}=2$ pF, $C_{\mu0}=0{,}5$ pF, $C_{je}=4$ pF (la polarizare directă), $f_T=500$ MHz la $I_C=2$ mA, $\beta=200$, $r_b=0$ şi $r_o=\infty$.

(*c*) Să se determine folosind SPICE câştigul şi banda la semnal mic ale amplificatorului şi modulul şi faza funcţiei de transfer la 100 MHz. Se va investiga influenţa rezistenţei bazei resimulând circuitul cu $r_b=200\ \Omega$ şi comparând apoi rezultatele obţinute în cele două cazuri.

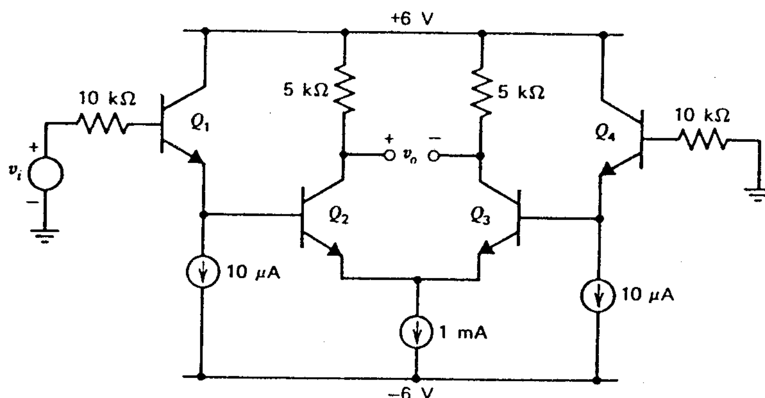


Fig. 7.34 Etaj de amplificare.

7.18 Schema de curent alternativ a unui amplificator de curent, monolitic, de bandă largă, este prezentată în fig. 7.35. Aria emitorului tranzistorului Q_3 este de patru ori mai mare decât aria tranzistorului Q_1, valorile corespunzătoare ale curenţilor din punctul static de funcţionare fiind $I_{C1}=1$ mA şi $I_{C2}=4$ mA. Să se calculeze câştigul în curent i_o/i_i, la semnal mic, la joasă frecvenţa. Să se estimeze frecvenţa de -3 dB utilizând metoda constantelor de timp în gol. Să se calculeze timpul de creştere de la 10% la 90% din valoarea finală dacă la intrare se aplică un semnal treaptă mic.

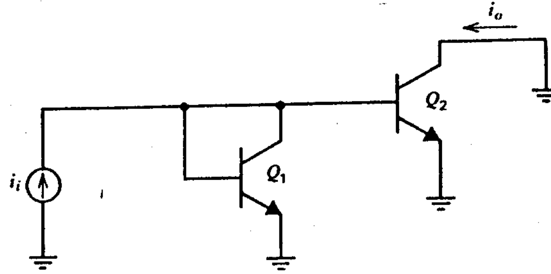


Fig. 7.35 Schema de curent alternativ a unui amplificator de curent, monolitic, de bandă largă.

Se cunosc (în punctul static de funcționare): Q_1: $\beta=200$, $\tau_F=0{,}2$ ns, $C_\mu=0{,}2$ pF, $C_{je}=1$ pF, $C_{cs}=1$ pF, $r_b=0$ şi $r_o=\infty$; Q_2: $\beta=200$, $\tau_F=0{,}2$ ns, $C_\mu=0{,}8$ pF, $C_{je}=4$ pF, $C_{cs}=4$ pF, $r_b=0$ şi $r_o=\infty$.

7.19 În fig. 7.36 se prezintă un amplificator cu două etaje. Să se calculeze câştigul la semnal mic, la joasă frecvență. Se va estima frecvența de -3 dB utilizând metoda constantelor de timp în gol. Să se calculeze timpul de creştere de la 10% la 90% din valoarea finală pentru un semnal de intrare mic, de tip treaptă. Folosind SPICE se va determina frecvența de -3 dB şi frecvența la care faza funcției de transfer este de $-135°$ față de valoarea de la joasă frecvență.
Se cunosc: $\beta=200$, $f_T=600$ MHz la $I_C=1$ mA, $C_\mu=0{,}2$ pF, $C_{je}=2$ pF, $C_{cs}=1$ pF, $r_b=0$, $V_{BE(on)}=0{,}6$ V şi $r_o=\infty$. (Valorile capacităților C_μ, C_{cs} şi C_{je} sunt specificate în punctul static de funcționare).

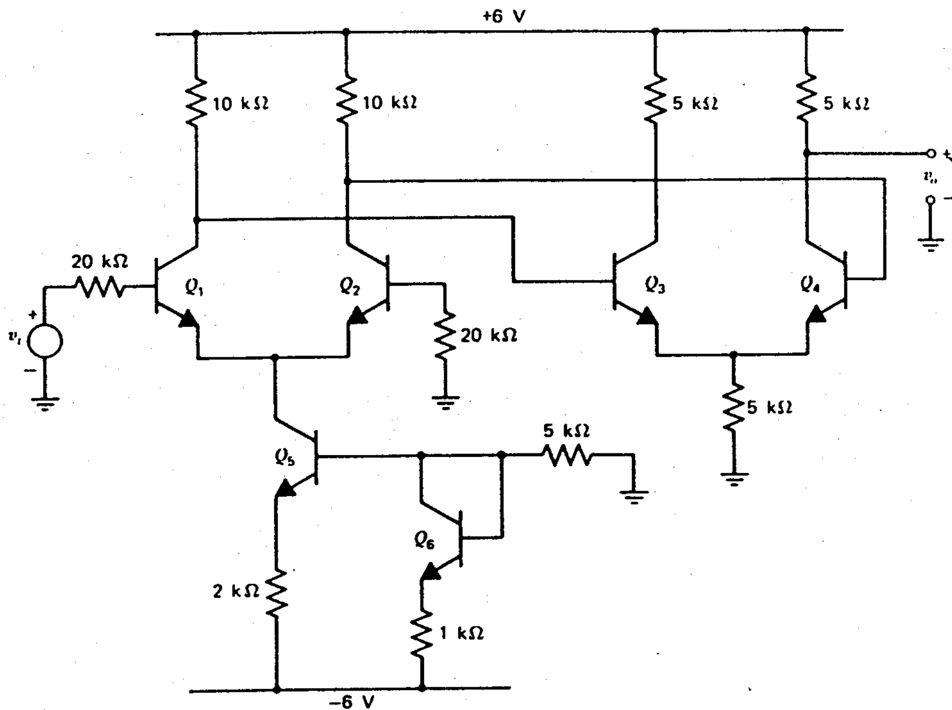


Fig. 7.36 Amplificator cu două etaje.

7.20 În fig. 7.37 se prezintă un amplificator cu două etaje. Să se calculeze câştigul în tensiune v_o/v_i, la semnal mic, la joasă frecvenţă. Se va estima frecvenţa de -3 dB utilizând metoda constantelor de timp în gol. Pentru perechea diferenţială se va folosi semicircuitul corespunzător.
Se cunosc: *npn*: $\beta=200$, $f_T=400$ MHz la $I_C=1$ mA, $C_\mu=0{,}3$ pF, $C_{je}=3$ pF, $C_{cs}=1{,}5$ pF, $r_b=0$, $V_{BE(on)}=0{,}6$ V şi $r_o=0$;
pnp: $\beta=100$, $f_T=6$ MHz la $I_C=-0{,}5$mA, $C_\mu=0{,}3$ pF, $C_{je}=3$ pF $C_{bs}=1{,}5$ pF, $r_b=0$, $V_{BE(on)}=0{,}6$ V şi $r_o=0$.
Valorile pentru C_μ, C_{cs}, C_{bs} şi C_{je} sunt specificate în punctul static de funcţionare.

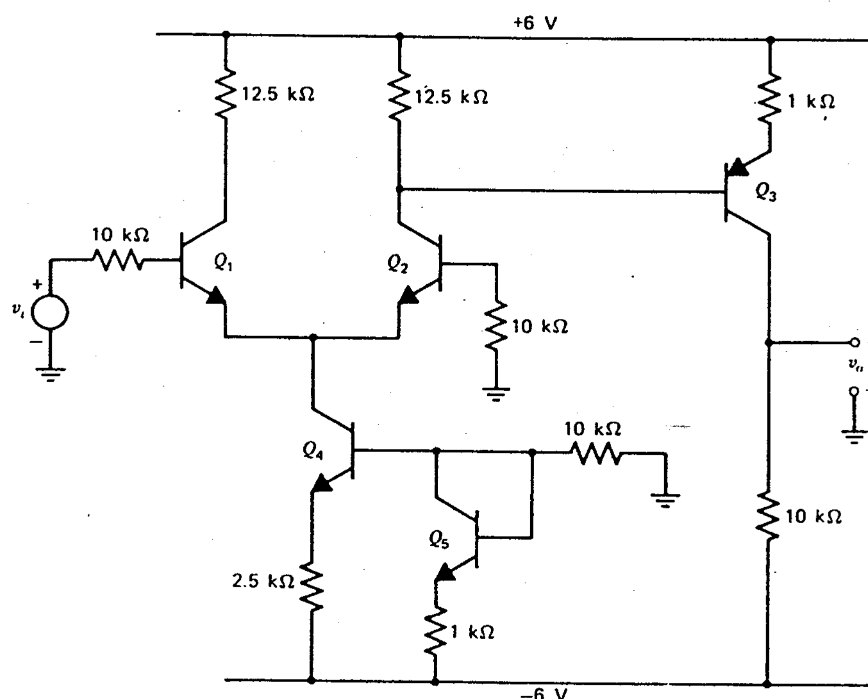


Fig. 7.37 Amplificator cu două etaje, al doilea etaj fiind realizat cu un tranzistor *pnp*.

7.21 (*a*) În fig. 7.38 este prezentată schema unui etaj de amplificare MOS de bandă largă. Să se calculeze valoarea câştigului de semnal mic, la joasă frecvenţă. Folosind metoda constantelor de timp în gol se va estima banda la -3 dB.
Se cunosc: $\mu_n C_{ox}=60$ μA/V^2, $t_{ox}=200$ Å, $C_{ol}=0{,}3$ fF/μm, $C_{db0}=C_{sb0}=0{,}8$ fF/μm, $\psi_0=0{,}6$, $V_t=0{,}6$ V, $\gamma=0{,}4$, $\lambda=0$ şi $V_a=2{,}5$ V (valori specificate în punctul static de funcţionare). Valorile de capacitate sunt date pe unitatea de lăţime a grilei. Se va presupune că substratul este legat la masă. Rezultatele calculelor se vor compara cu acela obţinute prin simularea cu SPICE. Se va estima polul imediat următor polului dominant folosind SPICE. Se va trasa grafic dependenţa benzii la semnal mic în funcţie de tensiunea continuă de la intrare pentru o gamă de variaţie 0—5 V.
(*b*) Se va calcula câştigul la semnal mic şi banda la -3 dB în cazul în care se includ efectele de canal scurt ($\mathscr{E}_c=1{,}5\times10^6$ V/m). Se va presupune că în punctul static de funcţionare curenţii sunt aceiaşi ca şi la punctul (*a*).

Efectele de canal scurt în TECMOS se vor modela prin includerea unei rezistențe în serie cu sursa. Capacitățile tranzistorului se vor conecta la capătul care nu este legat la sursă al rezistorului.

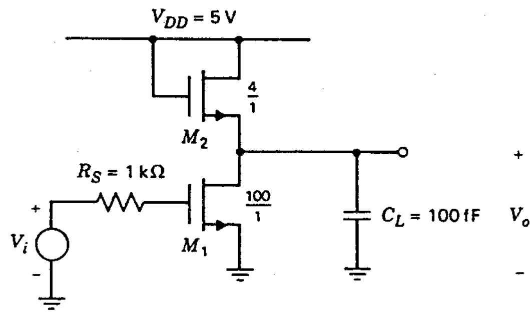


Fig. 7.38 Etaj de amplificare de bandă largă, MOS.

7.22 În fig. 7.39 este prezentată schema unui etaj de amplificare CMOS. Se vor determina rapoartele W/L pentru tranzistoarele M_1 și M_5 astfel încât în punctul static de funcționare $V_i = V_o = 2{,}5$ V iar curentul de drenă al tuturor tranzistoarelor să fie $I_D = 100$ μA. Valoarea minimă pentru W și L este de 2 μm. Se vor calcula valorile câștigului și benzii la -3 dB la semnal mic. Rezultatele se vor verifica prin simulare cu SPICE.
Pentru tranzistoare se vor folosi datele din *Problema 7.21* (*a*) cu $\lambda = 0{,}03$ V^{-1} și $\mu_p C_{ox} = 30$ $\mu A/V^2$, $V_{tp} = -0{,}7$ V.

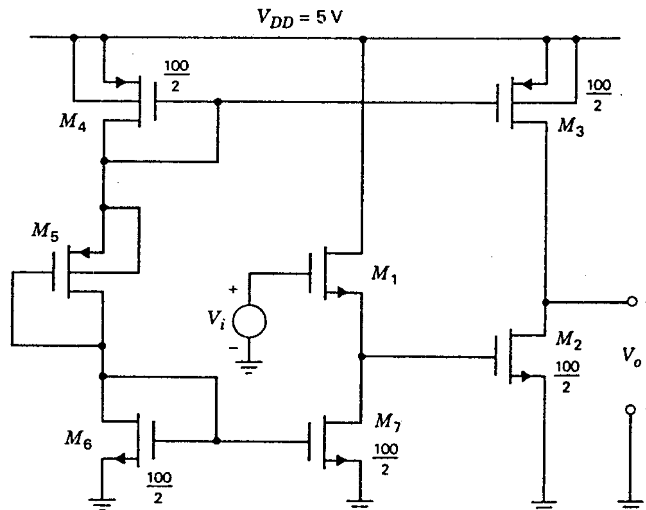


Fig. 7.39 Etaj de amplificare CMOS.

7.23 Pentru circuitul BiCMOS prezentat în fig. 3.65 se vor estima valorile polului dominant și a polului imediat următor folosind metoda constantelor de timp în gol. Se va presupune o comandă în tensiune. Pentru tranzistoarele bipolare se vor folosi datele din fig. 2.32. Parametrii TECMOS în punctul static de funcționare sunt: $C_{gd} = 90$ fF, $C_{sb} = C_{db} = 200$ fF și $C_{gs} = 200$ fF. Se cunosc: $\mu_n C_{ox} = 40$ $\mu A/V^2$, $V_t = 0{,}8$ V, $\lambda = 0$ și $\gamma = 0$. Se vor verifica rezultatele obținute folosind SPICE.

7.24 Să se estimeze polul dominant al câștigului în curent al oglinzii de curent cascodă MOS din fig. 4.10 folosind metoda constantelor de timp în gol. Semnalul de intrare

este un curent alternativ aplicat la I_{ref}. Se va presupune o impedanță de sarcină nulă. În curent continuu $I_{ref}=100\ \mu A$ și $V_{out}=V_{GS3}+V_{GS4}$. Rezultatul obținut se va compara cu valoarea frecvenței f_T a tranzistoarelor. În punctul static de funcționare parametrii de dispozitiv sunt: $\mu_n C_{ox}=60\ \mu A/V^2$, $\gamma=0$, $\lambda=0$, $V_t=0{,}7$ V, $W=10\ \mu m$, $L=1\ \mu m$, $C_{gs}=20$ fF, $C_{gd}=3$ fF, $C_{sb}=C_{db}=10$ fF. Rezultatul obținut se va compara cu valoarea benzii circuitului determinată prin simulare cu SPICE. Prin simulare cu SPICE se va determina banda circuitului pentru $I_{ref}=50\ \mu A$ și $I_{ref}=200\ \mu A$.

7.25 Se va repeta *Problema 7.24* în condițiile în care se ține cont de efectele de canal scurt ($\mathscr{E}_c=1{,}5\times 10^6$ V/m).

7.26 Să se estimeze polul nedominant care își are originea în nodurile de drenă ale tranzistoarelor M_1 și M_2 ale cascodei rabatate din fig. 6.42 folosind metoda constantelor de timp în gol. Se va presupune că grilele tranzistoarelor M_{11}, M_{10} și M_3 sunt polarizate de la o sursă de mică impedanță și că circuitul este atacat în tensiune, semnalul de intrare fiind v_i. Dimensiunile și parametrii tuturor tranzistoarelor sunt identice cu acela din *Problema 7.24* cu excepția tranzistoarelor M_9 și M_{10} care sunt de două ori mai mari. În punctul static de funcționare toți curenții de drenă sunt de 100 μA cu excepția curenților de drenă ai tranzistoarelor M_{11}, M_{10} și M_9 care sunt de 200 μA. Se va presupune că tensiunea V_{DG} a tranzistoarelor M_9 și M_{10} este nulă.
Cu ce defazaj contribuie acest pol nedominant la caracteristica de fază a amplificatorului, la frecvența la care câștigul este unitar, în condițiile în care sarcina este $C_L=1$ pF? Se va considera că $\mu_p C_{ox}=30\ \mu A/V^2$.
Rezultatele calculelor se vor verifica prin simulare cu SPICE.

BIBLIOGRAFIE

1. D.O. Pederson. *Electronic Circuits*, Preliminary Edition. McGraw-Hill, New York, 1965.
2. P.E. Gray și C.L. Searle. *Electronic Principles*, Wiley, New York, 1969.
3. R.D. Thorton ș.a. *Multistage Transistor Circuits*, Wiley, New York, 1965.
4. K. Ogata. *Modern Control Engineering*, Second Edition, Prentice-Hall, Englewood-Cliffs, N.J., 1990.

8

REACŢIA

Reacţia negativă este mult folosită în amplificatoare deoarece prin utilizarea sa se obţin o serie de avantaje importante. Unul din cele mai semnificative este acela că reacţia negativă stabilizează câştigul amplificatorului faţă de modificările parametrilor dispozitivelor active induse de variaţiile surselor de alimentare, de variaţiile de temperatură şi de îmbătrânirea componentelor. Un alt avantaj este dat de faptul că prin folosirea reacţiei negativ proiectantului poate modifica impedanţele de intrare şi de ieşire ale circuitului aşa cum doreşte. Alt beneficiu important care rezultă din aplicarea reacţiei negative constă în reducerea distorsiunilor formei de undă a semnalului; din acest motiv aproape toate amplificatoarele audio de mare calitate aplică o reacţie negativă etajului de ieşire de putere. În sfârşit reacţia negativă determină şi o creştere a benzii circuitului fiind mult utilizată în amplificatoarele de bandă largă. Avantajele menţionate sunt însă acompaniate şi de două dezavantaje. Primul constă în reducerea câştigului circuitului aproape direct proporţional cu mărimea avantajelor care se obţin. Ca urmare de multe ori va fi necesar să se compenseze scăderea câştigului prin adăugarea de etaje de amplificare suplimentare, ceea ce duce la creşterea costului. A doua problemă potenţială asociată utilizării reacţiei este dată de tendinţa de oscilaţie care apare în circuit; depăşirea acestei probleme necesită multă atenţie din partea proiectantului.

În acest capitol se discută diversele avantaje oferite de utilizarea reacţiei, împreună cu o clasificare sistematică a configuraţiilor de reacţie. Problema oscilaţiilor induse de aplicarea reacţiei şi soluţia sa sunt discutate în *Capitolul 9*.

8.1 ECUAŢIILE REACŢIEI IDEALE

Fie configuraţia de reacţie idealizată din fig. 8.1. În această figură S_i şi S_o sunt semnalele de intrare şi ieşire, care pot fi curenţi sau tensiuni. Reţeaua de reacţie (care în mod obişnuit este liniară şi pasivă) are o funcţie de transfer f; ea trimite înapoi spre intrare un semnal S_f. La intrare se face diferenţa între semnalul de intrare S_i şi semnalul S_f. Semnalul de eroare S_ϵ, care constă în diferenţa între S_i şi S_f, este trimis către amplificatorul de bază a cărui funcţie de transfer este a. Să observăm că se foloseşte şi o altă convenţie: semnalele S_i şi S_f se

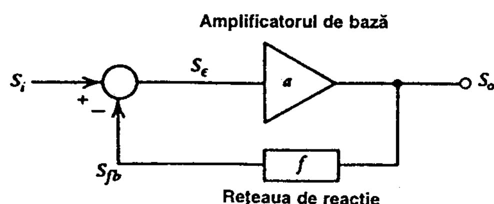


Fig. 8.1 Schema de principiu a reacției ideale.

adună unul cu altul într-un nod de *sumare* la intrare. Este evident că utilizarea acestei convenții va duce la unele schimbări de semne, față de analiza bazată pe convenția anterioară (care se va utiliza în continuare).

Trebuie subliniat că în practică amplificatoarele cu reacție negativă fac diferența între semnalele S_i și S_f (există un nod de intrare în care cele două semnale se scad) ca urmare convenția utilizată în acestă carte este mult mai comodă pentru analiza amplificatorului*.

Din fig. 8.1 rezultă

$$S_o = aS_\varepsilon \tag{8.1}$$

presupunând că rețeaua de reacție nu încarcă amplificatorul de bază. De asemenea

$$S_f = fS_o \,, \tag{8.2}$$

$$S_\varepsilon = S_i - S_f \,. \tag{8.3}$$

Înlocuind (8.2) în (8.3) se obține

$$S_\varepsilon = S_i - fS_o \,. \tag{8.4}$$

Înlocuind (8.4) în (8.1) se găsește

$$S_o = aS_i - afS_o$$

sau

$$\frac{S_o}{S_i} = A = \frac{a}{1 + af} \,. \tag{8.5}$$

Ecuația 8.5 este ecuația fundamentală a circuitelor cu reacție negativă, A fiind câștigul global (cu reacția aplicată). De multe ori a se numește și *câștigul cu bucla închisă)*.

Este util să introducem mărimea T denumită *câștigul pe buclă* definit de

$$T = af \,. \tag{8.6}$$

Ținând cont de această mărime relația 8.5 se scrie

$$\frac{S_o}{S_i} = A = \frac{1}{1 + T} \,. \tag{8.7}$$

unde T este câștigul total în jurul buclei de reacție. Dacă $T \gg 1$, în conformitate cu (8.5), expresia câștigului A devine

$$A \approx \frac{1}{f} \tag{8.8}$$

* Litera *f* folosită ca notație sau indice în mărimile legate de reacție provine din inițiala cuvântului *feedback* utilizat în literatura de limbă engleză (n.t).

Această relaţie arată că pentru valori mari ale câştigului pe buclă T, câştigul global al amplificatorului este determinat de funcţia de transfer a circuitului de reacţie, f. Deoarece în mod obişnuit reţeaua de reacţie este formată din elemente stabile, pasive, valoarea funcţiei de transfer a circuitului de reacţie, f, este bine definită; în consecinţă este bine definită şi valoarea câştigului global.

Bucla de reacţie operează forţând semnalul S_f astfel încât valoarea sa să fie cât mai apropiată de valoarea semnalului S_f, situaţie care se obţine amplificând diferenţa $S_\varepsilon = S_i - S_f$, bucla de reacţie aducând apoi semnalul de eroare la minimum. Că lucrurile stau în acest fel se poate vedea înlocuind (8.5) în (8.4) obţinându-se

$$S_\varepsilon = S_i - f\frac{aS_i}{1+af}$$

care se scrie

$$\frac{S_\varepsilon}{S_i} = \frac{1}{1+af} = \frac{1}{1+T} \ . \tag{8.9}$$

Pe măsură ce câştigul pe buclă, T, devine mult supraunitar semnalul de eroare S_ε devine mult mai mic ca semnalul de intrare S_i. În plus, înlocuind (8.5) în (8.1) se găseşte

$$S_f = fS_i\frac{a}{1+af}$$

sau

$$\frac{S_f}{S_i} = \frac{T}{1+T} \ . \tag{8.10}$$

Dacă $T \gg 1$, atunci S_f este aproximativ egal cu S_i. Aceasta înseamnă că semnalul de reacţie S_f este practic o replică a semnalului de la intrare. Deoarece semnalele de reacţie şi de ieşire S_f şi S_o sunt legate prin relaţia 8.2, rezultă că în cazul în care $|f| < 1$ semnalul S_o este o replică amplificată a semnalului S_i, fapt care, în esenţă, constituie scopul unui amplificator cu reacţie.

8.2 SENSIBILITATEA CÂŞTIGULUI

Pentru marea majoritate a cazurilor din practică câştigul a al amplificatorului de bază nu este bine definit, fiind dependent de temperatură, de condiţiile de funcţionare ale dispozitivelor active şi de parametrii tranzistorului cum ar fi, de exemplu, β.

După cum s-a menţionat anterior bucla de reacţie negativă reduce variaţiile câştigului global al amplificatorului datorate variaţiilor câştigului a. Acest efect se poate examina prin diferenţierea relaţiei 8.5:

$$\frac{dA}{da} = \frac{(1+af) - af}{(1+af)^2}$$

care se reduce la

$$\frac{dA}{da} = \frac{1}{(1+af)^2} \ . \tag{8.11}$$

Dacă a se modifică cu δa, atunci şi A se schimbă cu δA:

$$\delta A = \frac{\delta a}{(1+af)^2} .$$

Variaţia relativă a câştigului global A este

$$\frac{\delta A}{A} = \frac{1+af}{a}\frac{\delta a}{(1+af)^2}$$

care se rescrie astfel:

$$\frac{\delta A}{A} = \frac{\frac{\delta a}{a}}{1+af} = \frac{\frac{\delta a}{a}}{1+T} . \qquad (8.12)$$

Expresia 8.12 arată că variaţia relativă a lui A este redusă de $(1+T)$ ori faţă de variaţia relativă a lui a. De exemplu, dacă $T=100$ iar a variază cu 10% ca urmare a modificării temperaturii, atunci câştigul global A, se schimbă, în conformitate cu (8.12), numai cu 0,1%.

8.3 EFECTUL REACŢIEI NEGATIVE ASUPRA DISTORSIUNILOR

Rezultatele anterioare arată că, chiar dacă câştigul amplificatorului de bază a se modifi că, reacţia negativă menţine câştigul global A aproximativ constant. Această observaţie sugerează faptul că reacţia va fi eficace şi în ceea ce priveşte reducerea distorsiunilor, deoarece distorsiunile sunt determinate de modificările pantei caracteristicii de transfer a amplificatorului de bază. Reacţia tinde să reducă efectul acestor modificări de pantă deoarece A este relativ independent de a. Acest fapt va fi discutat în continuare.

Să presupunem că amplificatorul de bază are o caracteristică de transfer cu neliniarităţi, aşa cum apare în fig. 8.2. Se consideră că există două regiuni, fiecare având o pantă constantă a_1, respectiv a_2. După aplicarea reacţiei, câştigul global va fi dat tot de expresia 8.5 cu condiţia de a se folosi pentru a valoarea potrivită, corespunzătoare regiunii din fig. 8.2 care intră în discuţie. Ca urmare şi caracteristica de transfer *globală* (cu reacţia aplicată) va avea două regiuni cu pante diferite, după cum se indică în fig. 8.3.

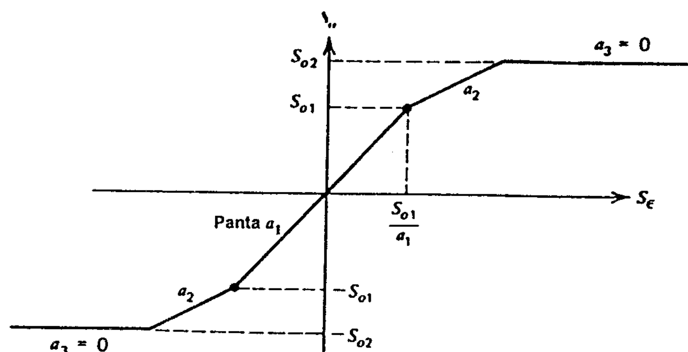


Fig. 8.2 Caracteristica de transfer a amplificatorului de bază.

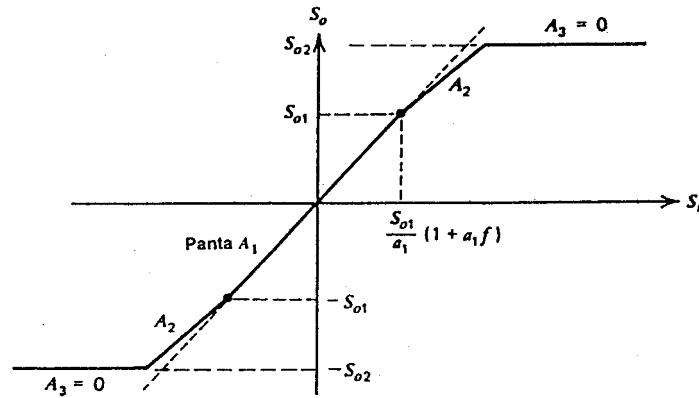


Fig. 8.3 Caracteristica de transfer a amplificatorului cu reacţie, care corespunde caracteristicii de transfer a amplificatorului de bază din fig. 8.2.

Totuşi, pantele A_1 şi A_2 sunt aproape egale din cauza efectului exercitat de reacţia negativă. Într-adevăr înlocuind a_1 şi a_2 în (8.5) se găseşte:

$$A_1 = \frac{a_1}{1+a_1 f} \approx \frac{1}{f}, \tag{8.13}$$

$$A_2 = \frac{a_2}{1+a_2 f} \approx \frac{1}{f}. \tag{8.14}$$

Deci, neliniaritatea caracteristicii de transfer a amplificatorului cu reacţie (vezi fig. 8.3) este mult mai mică decât aceea a amplificatorului de bază (vezi fig. 8.2).

De observat că în fig. 8.3 scara orizontală a fost *comprimată* în comparaţie cu aceea din fig. 8.2, pentru a se putea face o comparaţie mai uşoară a celor două figuri. Această modificare de scară este necesară deoarece reacţia negativă *reduce câştigul.* Scăderea câştigului, cu un factor $(1+T)$, care acompaniază utilizarea reacţiei negative, nu constituie o problemă dificilă, deoarece scăderea câştigului poate fi compensată cu uşurinţă prn plasarea unui preamplificator înaintea amplificatorului cu reacţie. În mod uzual distorsiunile nu constituie o problemă pentru preamplificator, deoarece semnalele manevrate sunt mult mai mici decât acelea din amplificatorul de ieşire.

O observaţie suplimentară care trebuie făcută relativ la fig. 8.2 şi fig. 8.3 este aceea că în ambele figuri apare o puternică saturaţie a amplificatorului de ieşire (adică ieşirea devine independentă de intrare) pentru un nivel al semnalului de la ieşire S_{o2}. Deoarece în această regiune panta incrementală este nulă, $a_3=0$, reacţia negativă nu poate îmbunătăţi situaţia; panta A_3 este şi ea nulă, în conformitate cu relaţia 8.5.

8.4 CONFIGURAŢII DE REACŢIE

Discuţia asupra reacţiei din secţiunile precedente s-a bazat pe utilizarea configuraţiei idealizate din fig. 8.1. Amplificatoarele cu reacţie concrete sunt compuse însă din circuite care au ca semnale la intrare curenţi sau tensiuni, producând la ieşire curenţi sau tensiuni. Deci,

pentru a urmări funcţionarea amplificatorului cu reacţie la nivelul circuitului concret, este necesar să se specifice detaliile modului în care se formează şi se aplică emnalul de reacţie şi circuitele utilizate pentru realizarea acestor operaţii. Pentru amplificatoarele cu reacţie există patru configuraţii de bază. Aceste configuraţii se clasifică în funcţie de faptul că semnalul de la ieşire, S_o, care urmează a fi prelevat poate să nu fie un curent sau o tensiune şi că şi semnalul de reacţie S_f, poate să fie, deasemenea, un curent sau o tensiune. Este clar că pot exista doar patru combinaţii, care vor fi discutate în continuare.

8.4.1 Reacţia serie-şunt*

Să presupunem că se cere să proiectăm un amplificator cu reacţie la care trebuie să îi stabilizăm o funcţie de transfer de tipul tensiune-tensiune. Aceasta înseamnă că o tensiune de intrare dată va produce la ieşire o altă tensiune, bine definită, proporţională cu tensiunea de la intrare. Ca urmare va fi necesar „să citim" tensiunea de la iesire şi să trimitem înapoi spre intrare o tensiune proporţională cu ea, pentru a o compara cu tensiunea de la intrare.

Această situaţie este prezentată schematic în fig. 8.4. Amplificatorul de bază are un câştig a, iar reţeaua de reacţie este un diport, cu o funcţie de transfer f, care *şuntează* ieşirea amplificatorului de bază pentru a-l citi pe v_o. *În mod ideal* impedanţa z_{22f} este infinită, astfel că reţeaua de reacţie nu încarcă amplificatorul de bază. Tensiunea de reacţie, v_f, se conectează în *serie* cu intrarea pentru a permite comparaţia cu v_i; în mod ideal $z_{11f}=0$. Semnalul v_ε, dat de *diferenţa* între v_i şi v_f este trimis amplificatorului de bază. Amplificatorul de bază şi circuitul de reacţie sunt presupuse *unilaterale*; această înseamnă că amplificatorul de bază transmite numai de la v_ε la v_o, iar circuitul de reacţie numai de la v_o la v_f. Această chestiune se va relua mai târziu.

Această reacţie este denumită *reacţie serie-şunt* din cauză că reţeaua de reacţie este conectată în *serie* cu intrarea şi *şuntează* ieşirea. Din fig. 8.4 rezultă:

$$v_o = a v_\varepsilon \ , \tag{8.15}$$

$$v_f = f v_o \ , \tag{8.16}$$

$$v_\varepsilon = v_i - v_f \ . \tag{8.17}$$

Din (8.15),(8.16) şi (8.17) se obţine

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{a}{1+af} \ . \tag{8.18}$$

Se observă că se aplică ecuaţia reacţiei ideale. Expresia 8.18 arată că funcţia de transfer stabilizată este, aşa cum s-a dorit, v_o/v_i. Dacă circuitul este alimentat de la o sursă cu impedanţă mare, ca în fig. 8.5, raportul v_o/v_i este în continuare stabilizat şi dat de (8.18) *dar* acum v_i este dat de

$$v_i = \frac{Z_i}{Z_i + z_s} v_s \tag{8.19}$$

* Altă denumire utilizată este aceea de *reacţie serie de tensiune* (n.t.).

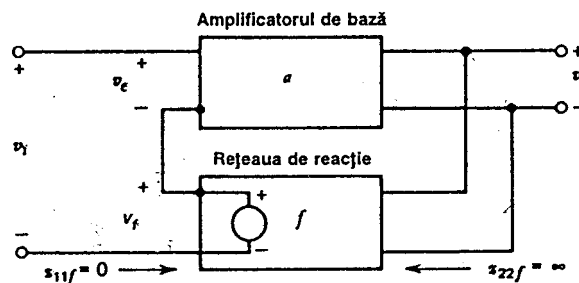


Fig. 8.4 Schema de principiu a unei reacții serie-șunt.

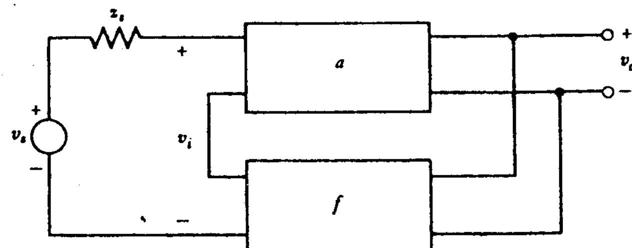


Fig. 8.5 Configurația de reacție serie-șunt în cazul în care sursa de semnal are o impedanță internă de valoare finită.

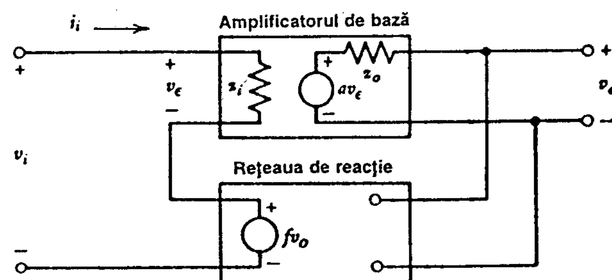


Fig. 8.6 Configurația de reacție serie-șunt în cazul în care impedanțele amplificatorului de bază au valori finite.

unde Z_i este impedanța de intrare văzută de v_i. Dacă $z_s \approx Z_i$ atunci v_i depinde de Z_i, care de obicei *nu* este bine definită (deoarece în general depinde de parametrii dispozitivului activ). Ca urmare câștigul global (cu reacție) v_o/v_i nu va fi stabilizat. Rezultă că pentru un amplificator cu reacție serie-șunt avantajul stabilizării câștigului se obține integral numai dacă impedanța sursei de semnal este mică în comparație cu impedanța de intrare a amplificatorului cu bucla închisă. Sursa de semnal ideală este o sursă de tensiune.

Să discutăm acum efectul exercitat de reacția serie-șunt asupra impedanțelor văzute la terminalele amplificatorului. Amplificatorul de bază are impedanțele de intrare z_i și de ieșire z_o (vezi fig. 8.6). Considerăm că rețeaua de reacție este ideală și că trimite înapoi spre intrare o tensiune fv_o. Ambele rețele sunt unilaterale. Tensiunea de la intrare, v_i, produce curentul de intrare, i_i, și tensiunea de la ieșire, v_o. Din fig. 8.6 rezultă:

$$v_o = a v_\varepsilon \tag{8.20}$$

$$v_i = v_\varepsilon + f v_o \ . \tag{8.21}$$

Înlocuind (8.20) în (8.21) se obține

$$v_i = v_\varepsilon + a f v_\varepsilon = v_\varepsilon (1 + af) \ . \tag{8.22}$$

Deoarece

$$i_i = \frac{v_\varepsilon}{z_i} \tag{8.23}$$

după înlocuirea relației 8.22 în (8.23) rezultă

$$i_i = \frac{v_i}{z_i} \frac{1}{1 + af} \ . \tag{8.24}$$

Deci, în conformitate cu (8.24), impedanța de intrare, Z_i, cu reacția aplicată va fi

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i} = (1 + T) z_i \ . \tag{8.25}$$

Reacția serie la intrare mărește *întotdeauna* impedanța de intrare cu un factor $(1+T)$.

Efectul reacției serie-șunt asupra impedanței de ieșire se poate calcula folosind circuitul din fig. 8.7. Se pasivizează sursa de semnal (intrarea se scurtcircuitează), iar la ieșire se aplică o tensiune v. Din fig. 8.7 rezultă

$$v_\varepsilon + f v = 0 \ , \tag{8.26}$$

$$i = \frac{v - a v_\varepsilon}{z_o} \ . \tag{8.27}$$

Înlocuind (8.26) în (8.27) se obține

$$i = \frac{v + a f v}{z_o} \ . \tag{8.28}$$

Impedanța de ieșire, Z_o, cu reacția aplicată, rezultă din (8.28):

$$Z_o = \frac{v}{i} = \frac{z_o}{1 + T} \ . \tag{8.29}$$

Reacția șunt la ieșire micșorează *întotdeauna* impedanța de ieșire cu un factor $(1+T)$. Ca urmare ieșirea se va comporta mai aproape de o sursă de tensiune, astfel că reacția serie-șunt

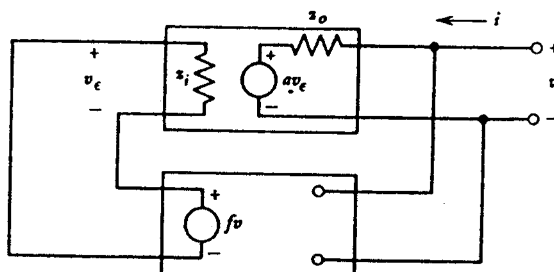


Fig. 8.7 Circuit pentru calculul impedanței de ieșire a configurației de reacție-șunt.

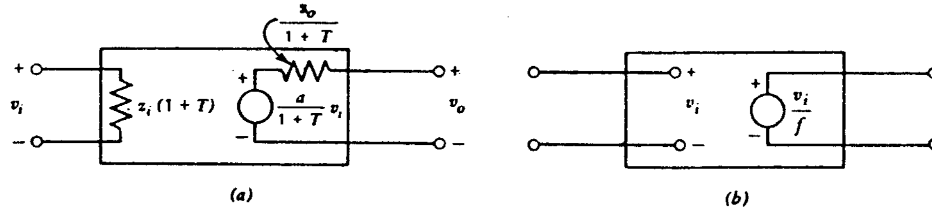


Fig. 8.8 (*a*) Circuitul echivalent al unui amplificator cu reacție serie-șunt. (*b*) Circuitul echivalent al unui amplificator cu reacție serie-șunt pentru $a \to \infty$.

va produce *un bun amplificator de tensiune*. Reacția serie-șunt stabilizează v_o/v_i, crește Z_i și micșorează Z_o. Amplificatorul cu reacție serie-șunt din fig. 8.6 poate fi acum reprezentat ca în fig. 8.8*a*, folosind (8.18), (8.25) și (8.29). Dacă valoarea câștigului amplificatorului de bază tinde spre infinit, circuitul echivalent devine acela din fig. 8.8*b*, care corespunde unui amplificator de tensiune ideal.

8.4.2 Reacția șunt-șunt*

Această configurație de reacție este prezentată în fig. 8.9. La fel ca la reacția serie-șunt rețeaua de reacție șuntează ieșirea amplificatorului de bază pentru a citi pe v_o; ideal $z_{22f} = \infty$. Acum însă rețeaua de reacție *șuntează* intrarea amplificatorului de bază trimițând spre ieșire un curent, fv_o, proporțional cu v_o. Ideal $z_{11f} = \infty$ astfel că rețeaua de reacție nu produce nici o încărcare a intrării amplificatorului. Semnalul de reacție fiind un curent, este mult mai convenabil să operăm la intrare cu un *curent de eroare*, i_ε. Ideal semnalul de intrare este în acest caz un curent i_i, așa cum de altfel s-a și presupus în fig. 8.9. Din fig. 8.9 rezultă

$$a = \frac{v_o}{i_\varepsilon} \tag{8.30}$$

unde a este o *transrezistență*, iar

$$f = \frac{i_f}{v_o} \tag{8.31}$$

unde f este o *transconductanță*. De asemenea sunt valabile relațiile

$$v_o = a i_\varepsilon \,, \tag{8.32}$$

$$i_\varepsilon = i_i - i_f \,. \tag{8.33}$$

Înlocuind pe i_f din (8.31) în (8.33) se obține

$$i_\varepsilon = i_i - f v_o \,, \tag{8.34}$$

Înlocuind (8.32) în (8.34) rezultă

$$\frac{v_o}{a} = i_i - f v_o \,,$$

* Altă denumire care se mai utilizează este aceea de *reacție paralel de tensiune* (n.t.).

relație care prin rearanjarea termenilor devine

$$\frac{v_o}{i_i} = \frac{a}{1 + af} = A \ . \tag{8.35}$$

Se observă că se aplică din nou ecuația reacției ideale. De observat că deși a și f sunt mărimi cu dimensiuni (sunt o rezistență și respectiv o conductanță) câștigul pe buclă, $T=af$ este *adimensional*. Această proprietate este generală, fiind întotdeauna adevărată.

Se observă că în cazul în care impedanța sursei de semnal, z_s, este finită apare o divizare a curentului de intrare, i_i, între z_s și intrarea amplificatorului. Ca urmare raportul v_o/i_i nu va fi definit atât de bine pe cât sugerează (8.35). Rezultă că pentru un amplificator cu reacție șunt-șunt reacția negativă este eficientă numai dacă $z_s \gg Z_i$, ceea ce este echivalent cu a spune că semnalul de intrare trebuie să fie furnizat de o sursă de curent.

Impedanța de intrare a circuitului din fig. 8.9 se obține astfel. Din (8.32) și (8.35) rezultă

$$i_\varepsilon = \frac{i_i}{1 + af} \ . \tag{8.36}$$

Impedanța de intrare cu reacție, Z_i, este dată de

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i} \tag{8.37}$$

din care se obține prin înlocuirea expresiei 8.36

$$Z_i = \frac{v_i}{i_\varepsilon} \frac{1}{1 + af} = \frac{z_i}{1 + T} \tag{8.38}$$

Deci reacția șunt la intrare *micșorează* impedanța de intrare a amplificatorului cu un factor $(1+T)$, fapt care constituie o proprietate generală.

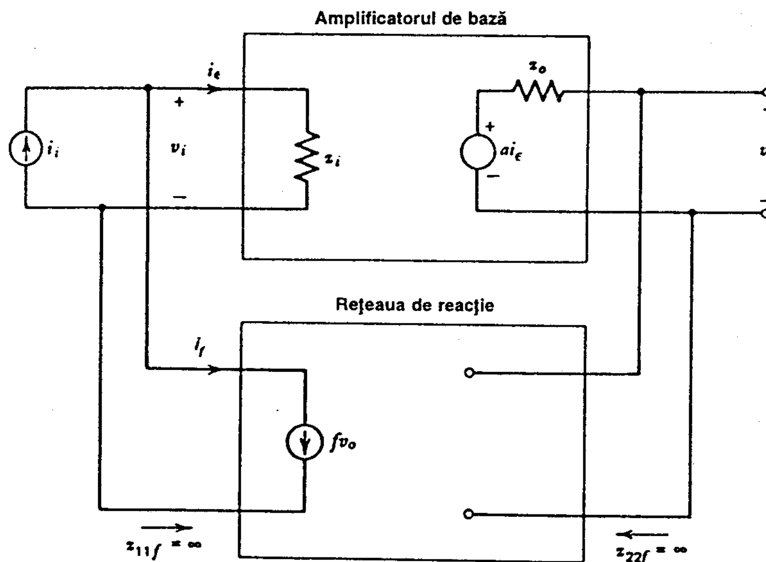


Fig. 8.9 Schema de principiu a unei reacții șunt-șunt.

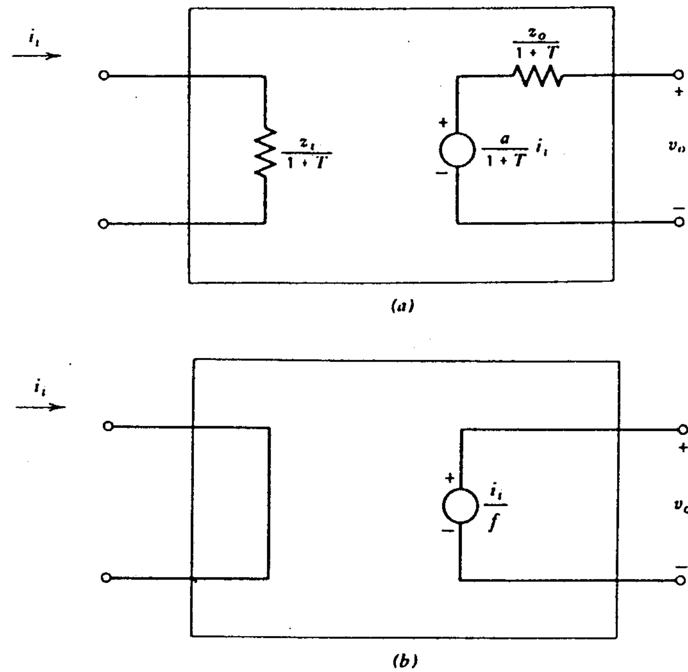


Fig. 8.10 Circuitul echivalent al amplificatorului cu reacţie şunt-şunt pentru a finit (a) şi $a \rightarrow \infty$ (b).

Se poate arăta uşor că impedanţa de ieşire este dată de relaţia

$$Z_o = \frac{z_o}{1+T} \; . \qquad (8.39)$$

la fel ca în cazul reacţiei serie-şunt, deoarece la ieşire avem tot o reacţie şunt.

Reacţia şunt-şunt face ca amplificatorul să fie un bun amplificator de *transrezistenţă*. Prin aplicarea reacţiei şunt-şunt se stabilizează o funcţie de transfer de tipul v_o/v_i şi se micşorează atât Z_i cât şi Z_o.

Amplificatorul cu reacţie şunt-şunt din fig. 8.9 poate fi acum reprezentat ca în fig. 8.10a, folosind (8.35), (8.38) şi (8.39). Pe măsură ce câştigul direct a tinde spre infinit, circuitul echivalent tinde spre acela din fig. 8.10b, care corespunde unui amplificator de transrezistenţă ideal.

8.4.3 Reacţia şunt-serie*

Configuraţia de reacţie şunt-serie este prezentată în fig. 8.11. Reţeaua de reacţie citeşte curentul i_o şi trimite înapoi spre intrare un curent $i_f = fi_o$. Deoarece semnalul care se doreşte la ieşire este un curent va fi mult mai convenabil să se reprezinte ieşirea amplificatorului de bază prin echivalentul Norton. În acest caz atât a cât şi f sunt rapoarte de curenţi (adimensionale) iar sursa de curent i_i este ideală.

* Altă denumire care se mai utilizează este aceea de *reacţie paralel de curent* (n.t.).

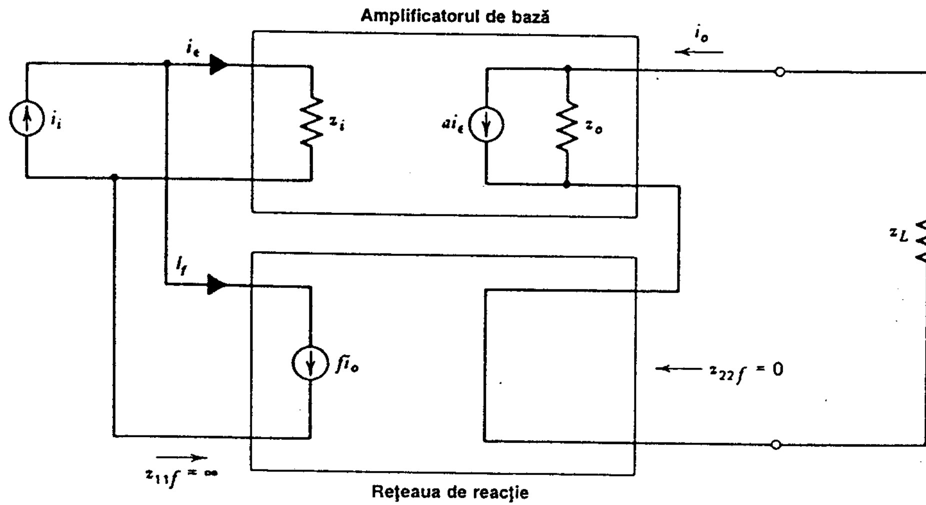


Fig. 8.11 Schema de principiu a unei reacţii şunt-serie.

În cazul în care $z_L \ll z_o$ se poate arăta că

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{a}{1+af} , \qquad (8.40)$$

$$Z_i = \frac{z_i}{1+T} , \qquad (8.41)$$

$$Z_o = z_o(1+T) . \qquad (8.42)$$

Acest amplificator este un bun amplificator de *curent* cu câştig i_o/i_i stabil, Z_i mic şi Z_o mare.

8.4.4 Reacţia serie-serie*

Configuraţia de reacţie serie-serie este prezentată în fig. 8.12. Reţeaua de reacţie citeşte curentul i_o şi trimite înapoi spre intrare o tensiune proporţională cu i_o, v_f, în *serie* cu intrarea. Câştigul direct, a, este o transconductanţă iar f este o transrezistenţă; sursa de semnal ideală este o sursă de tensiune v_i. În cazul în care $z_L \ll z_o$ se poate arăta că

$$\frac{i_o}{v_i} = \frac{a}{1+af} , \qquad (8.43)$$

$$Z_i = z_i(1+T) , \qquad (8.44)$$

$$Z_o = z_o(1+T) . \qquad (8.45)$$

* Altă denumire care se mai utilizează este aceea de *reacţie serie de curent* (n.t.).

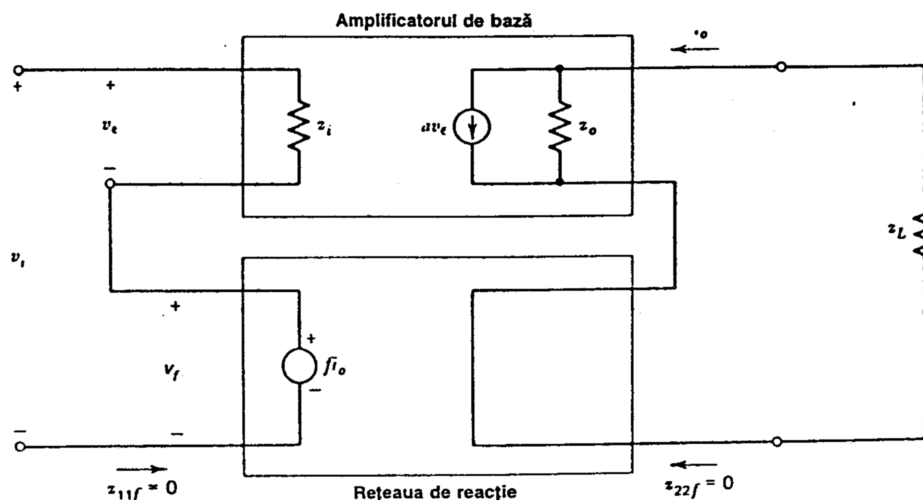


Fig. 8.12 Schemă de principiu a unei configurații de reacție serie-serie.

Acest amplificator este un bun amplificator de transconductanță având un câștig stabilizat i_o/v_i și impedanțele Z_i și Z_o mari.

8.5 CONFIGURAȚII REALE ȘI EFECTUL ÎNCĂRCĂRII

În amplificatoarele cu reacție concrete, rețeaua de reacție determină o încărcare la intrarea și ieșirea amplificatorului de bază. Ca urmare împărtirea schemei în amplificatorul de bază și rețeaua de reacție nu este atât de evidenta cum a apărut în tratările precedente. În astfel de cazuri analiza poate fi totuși realizată întotdeauna scriind ecuațiile de circuit pentru întregul amplificator și rezolvându-le apoi pentru a găsi funcția de transfer și impedanțele la terminale. Totuși în marea majoritate a cazurilor concrete această procedură ajunge să fie foarte obositoare și dificilă, iar ecuațiile atât de complexe încât se pierde înțelegerea unor aspecte importante în ceea ce privește funcționarea circuitului. Deci în astfel de cazuri va fi cu folos să identificăm amplificatorul de bază și rețeaua de reacție, iar apoi să utilizăm ecuațiile reacției ideale deduse anterior; în general va fi necesar să se țină seama de efectele date de încărcarea realizată de rețeaua de reacție asupra amplificatorului de bază. În continuare vom discuta metodele de includere în calcule ale acestei încărcări. *Metoda* va fi pusă în evidență prin utilizarea reprezentării circuitului în discuție prin diporți, deși — după cum vom vedea — această modalitate de reprezentare nu este necesară pentru calcule concrete.

8.5.1 Reacția șunt-șunt

Fie amplificatorul de reacție șunt-șunt din fig. 8.9. Includerea efectului determinat de faptul că rețelele sunt neideale se poate face după cum se arată în fig. 8.13*a*. În această figură s-au presupus valori finite pentru admitanțele de intrare și ieșire atât din calea directă, cât și din calea de reacție și existența unei transmisii inverse pentru ambele căi. S-au considerat admitanțe de sursă și sarcină y_s și y_L cu valori finite.

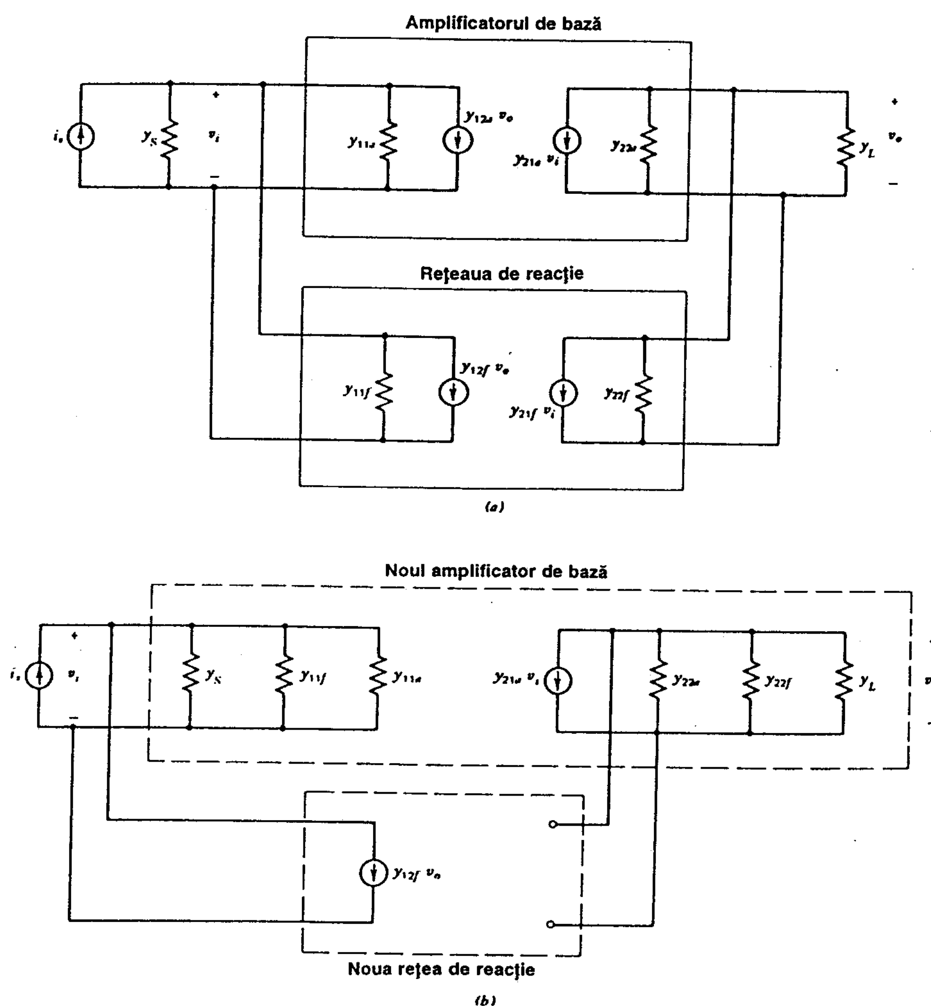


Fig. 8.13 (*a*) Circuitul echivalent general al unei configurații de reacție şunt-şunt; se utilizează reprezentarea prin parametrii *y*. (*b*) Circuitul din (*a*) redesenat cu generatoarele $y_{21f}v_i$ şi $y_{12a}v_o$ omise.

În acest caz cea mai convenabilă reprezentare[1] ca diport este aceea care foloseşte parametrii *y* (admitanțe de scurtcircuit), ca în fig. 8.13*a*. Motivul acestei alegeri constă în faptul că amplificatorul de bază şi rețeaua de reacție sunt conectate în paralel, având deci pe terminalele lor *tensiuni* identice. Parametrii *y* specifică răspunsul unei rețele exprimând curenții de la terminale în funcție de tensiunile de la terminale. Din acest motiv calculele cu parametrii *y* vor fi foarte simple în cazul în care două rețele au tensiunile de la terminale identice, fapt care va fi, de altfel, evident în calculele care urmează. Reprezentarea prin parametrii *y* a unui diport este ilustrată în fig. 8.14.

Din fig. 8.13*a*, la intrare, se poate scrie

$$i_s = (y_S + y_{11a} + y_{11f})v_i + (y_{12a} + y_{12f})v_o \,. \tag{8.46}$$

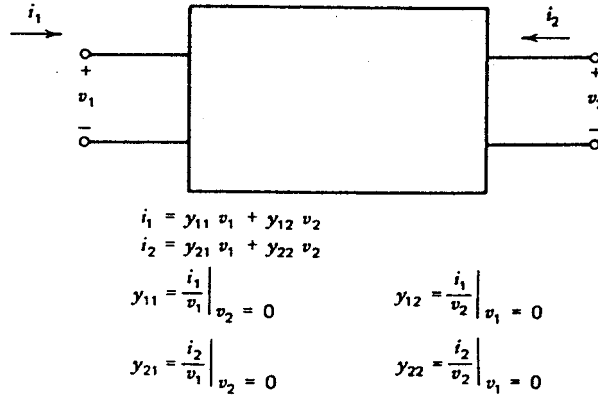


Fig. 8.14 Reprezentarea unui diport prin parametrii y.

Scriind suma curenților la ieșire rezultă

$$0 = (y_{21a} + y_{21f}) v_i + (y_L + y_{22a} + y_{22f}) v_o \,. \tag{8.47}$$

Este util să introducem mărimile y_i, y_o definite de:

$$y_i = y_S + y_{11a} + y_{11f} \,, \tag{8.48}$$

$$y_o = y_L + y_{22a} + y_{22f} \,. \tag{8.49}$$

Rezolvând (8.46) și (8.47) și folosind (8.48) și (8.49) se obține

$$\frac{v_o}{i_s} = \frac{-(y_{21a} + y_{21f})}{y_i y_o - (y_{21a} + y_{21f})(y_{12a} + y_{12f})} \,. \tag{8.50}$$

Această expresie se poate pune sub forma ecuației reacției ideale (8.35), împărțind în (8.50) numărătorul și numitorul la $y_i y_o$:

$$\frac{v_o}{i_s} = \frac{\dfrac{-(y_{21a} + y_{21f})}{y_i y_o}}{1 + \dfrac{-(y_{21a} + y_{21f})}{y_i y_o}(y_{12a} + y_{12f})} \,. \tag{8.51}$$

Comparând (8.51) cu (8.35) se găsește că

$$a = -\frac{y_{21a} + y_{21f}}{y_i y_o} \,, \tag{8.52}$$

$$f = y_{12a} + y_{12f} \,. \tag{8.53}$$

În acest punct se pot face câteva aproximații care simplifică foarte mult calculele. În primul rând vom presupune că semnalul transmis prin amplificatorul de bază este mult mai mare decât semnalul transmis de la intrare spre ieșire prin rețeaua de reacție. Deoarece amplificatorul introduce un câștig (de obicei mare), iar rețeaua de reacție o atenuare, această presupunere este aproape invariabil valabilă. Ea se exprimă astfel:

$$|y_{21a}| \gg |y_{21f}| \,. \tag{8.54}$$

În al doilea rând vom presupune că semnalul transmis de la ieşire spre intrare prin reţeaua de reacţie este mult mai mare decât acela transmis în acelaşi sens prin amplificatorul de bază. Deoarece multe dispozitive active au o transmisie inversă foarte mică amplificatorul de bază va avea şi el o caracteristică similară, această presupunere fiind de asemenea aproape invariabil pe deplin valabilă. Ea se exprimă astfel :

$$|y_{12a}| \ll |y_{12f}| \ . \tag{8.55}$$

Folosind (8.54) şi (8.55) în (8.51) se obţine

$$\frac{v_o}{i_s} = A \approx \frac{\dfrac{-y_{21a}}{y_i y_o}}{1 + \left[\dfrac{-y_{21a}}{y_i y_o}\right] y_{12f}} \ . \tag{8.56}$$

Comparând (8.56) cu (8.35) rezultă

$$a = -\frac{y_{21a}}{y_i y_o} \ , \tag{8.57}$$

$$f = y_{12f} \ . \tag{8.58}$$

O reprezentare sub forma unui circuit a relaţiilor 8.57 şi 8.58 se poate găsi în felul următor. Expresiile 8.54 şi 8.55 arată că în fig. 8.13*a* generatorul de reacţie al amplificatorului de bază şi generatorul de transmisie directă al reţelei de reacţie pot fi neglijate. Făcând această neglijare circuitul se poate redesena ca în fig. 8.13*b*, în care admitanţele y_{11f} şi y_{22f} ale reţelei de reacţie au fost absorbite în amplificatorul de bază împreună cu admitanţele de sursă şi sarcină, y_s şi y_L. Noul amplificator de bază *include* deci *efectul de încărcare* al reţelei de reacţie iniţiale, noua reacţie fiind una ideală, ca aceea din fig. 8.9. Dacă se calculează funcţia de transfer a amplificatorului de bază din fig. 8.13*b* (îndepărtând de la început reţeaua de reacţie) se obţine rezultatul dat de (8.57). La fel, funcţia de transfer a reţelei de reacţie din fig. 8.13*b* este dată de (8.58). Rezultă că fig. 8.13*b* constituie o *reprezentare sub forma unui circuit* a relaţiilor 8.57 şi 8.58.

Deoarece fig. 8.13*b* are o corespondenţă directă cu fig. 8.9 toate rezultatele obţinute în *Secţiunea 8.4.2* pentru circuitul din fig. 8.9 vor putea fi utilizate în mod direct. Efectul de încărcare al reţelei de reacţie asupra amplificatorului de bază este acum inclus direct prin şuntarea intrării şi ieşirii de către y_{11f} şi respectiv y_{22f}. După cum rezultă din fig. 8.14 aceste admitanţe ale reţelei de reacţie se calculează scurtcircuitând cealaltă pereche de borne. În practică y_{11f} se obţine scurtcircuitând nodul de ieşire al amplificatorului şi calculând apoi admitanţa de intrare a circuitului de reacţie. La fel admitanţa y_{22f} se obţine scurtcircuitând nodul de intrare al amplificatorului şi calculând apoi admitanţa de ieşire a circuitului de reacţie. Funcţia de transfer a reţelei de reacţie, f, este dată, în conformitate cu (8.58), de admitanţa de transfer invers, în scurtcircuit (definită în fig. 8.14). În cazurile concrete ea se calculează cu uşurinţă, de multe ori fiind posibilă obţinerea sa direct, prin inspecţia schemei. De observat că utilizarea parametrilor y în calculele ulterioare *nu* este necesară. Odată ce a fost stabilit circuitul din fig. 8.13*b* pentru calculul câştigului a al amplificatorului de bază se va putea utiliza oricare din metodele de analiză ale reţelelor. Reprezentarea ca diport a servit de fapt numai ca un instrument pentru ilustrarea modului în care se pot include în calcule efectele date de încărcarea amplificatorului.

Ca exemplu să considerăm circuitul — foarte cunoscut — cu reacție șunt-șunt care folosește un amplificator operațional, prezentat în fig. 8.15*a*. Circuitul echivalent este indicat în fig. 8.15*b*. În fig. 8.15*c* circuitul este redesenat pentru a se pune în evidență încărcarea amplificatorului de bază de către rețeaua de reacție. Parametrii y ai rețelei de reacție rezultă din fig. 8.15*d*:

$$y_{11f} = \left.\frac{i_1}{v_1}\right|_{v_2=0} = \frac{1}{R_F}, \tag{8.59}$$

$$y_{22f} = \left.\frac{i_2}{v_2}\right|_{v_1=0} = \frac{1}{R_F}, \tag{8.60}$$

$$y_{12f} = \left.\frac{i_1}{v_2}\right|_{v_1=0} = -\frac{1}{R_F} = f. \tag{8.61}$$

În conformitate cu (8.54) vom neglija y_{21f}.

Câștigul a, al amplificatorului de bază, se poate calcula din fig. 8.15*c*, punând $i_f=0$:

$$v_1 = \frac{z_i R_F}{z_i + R_F} i_i, \tag{8.62}$$

$$v_o = -\frac{r}{R + Z_o} a_v v_1 \tag{8.63}$$

unde

$$r = R_F \| R_L. \tag{8.64}$$

Înlocuind (8.62) în (8.63) se găsește

$$\frac{v_o}{i_i} = a = -\frac{R}{R + z_o} a_v \frac{z_i R_F}{z_i + R_F}. \tag{8.65}$$

Folosind formulele deduse în *Secțiunea 8.4.2* vom putea calcula acum toți parametrii circuitului cu reacție. Impedanțele de intrare și ieșire ale amplificatorului de bază *includ* acum efectul de încărcare dat de rețeaua de reacție; după cum s-a arătat în *Secțiunea 8.4.2 aceste impedanțe* sunt acelea care se împart la $(1+T)$. Deci impedanța de intrare a amplificatorului de bază din fig. 8.15*c* va fi:

$$z_{ia} = R_F \| z_i = \frac{R_F z_i}{R_F + z_i}. \tag{8.66}$$

Expresia impedanței de intrare cu reacția aplicată este dată de:

$$Z_i = \frac{z_{ia}}{1 + T}. \tag{8.67}$$

Pentru impedanța de ieșire a amplificatorului de bază se obține:

$$z_{oa} = z_o \| R_F \| R_L \tag{8.68}$$

care devine atunci când se aplică reacția

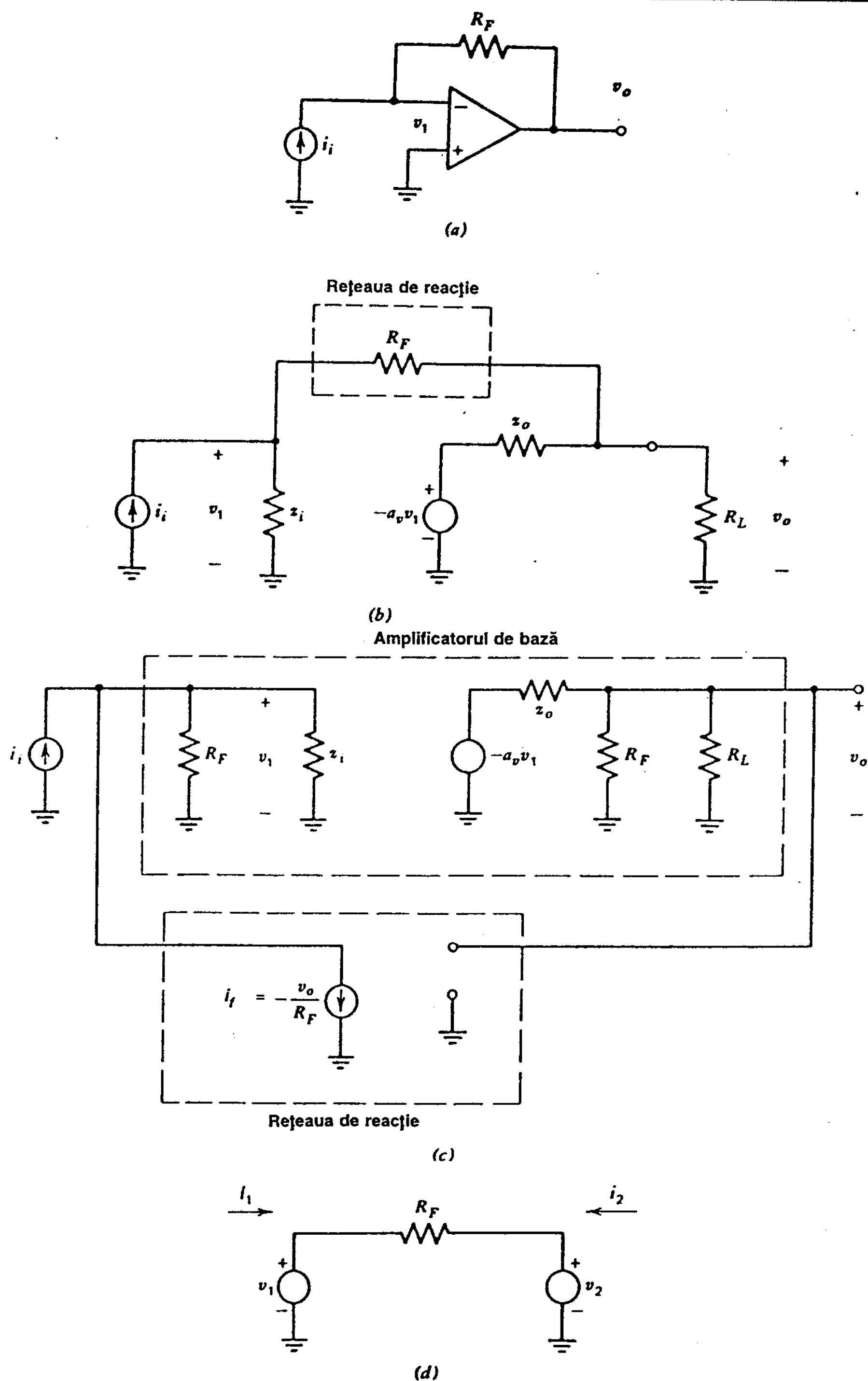


Fig. 8.15 (*a*) Circuit cu reacție șunt-șunt în care în calea directă se utilizează un amplificator operațional. (*b*) Circuitul echivalent pentru (*a*). (*c*) Împărțirea circuitului din (*b*) în calea directă și în calea de reacție. (*d*) Circuitul pentru calculul parametrilor y ai rețelei de reacție a circuitului din (*b*).

$$Z_o = \frac{z_o \| R_F \| R_L}{1 + T} \ . \tag{8.69}$$

De observat că aceste calcule se pot face utilizând circuitul din fig. 8.15*c fără a mai fi nevoie* să apelăm la parametrii y.

Deoarece câștigul pe buclă, T, este o mărime foarte importantă va fi calculat în continuare, folosind (8.61) și (8.65):

$$T = af = \frac{R_F R_L}{RR_L + z_o R_F + z_o R_L} a_v \frac{z_i}{z_i + R_F} \ . \tag{8.70}$$

De multe ori în timpul unor etape de proiectare este necesar să calculăm numai T. Acest calcul se poate face direct, calculând mărimea numită *raportul de returnare (RR)*. plecând de la circuitul echivalent din fig. 8.15*b* fără a mai fi nevoie să facem transformarea corespunzătoare din fig. 8.15*c*. Raportul de returnare este de fapt câștigul total în jurul buclei de reacție, obținut prin întreruperea buclei într-un punct convenabil și inserarea unui generator de test. După cum se poate constata din fig. 8.1 prin aplicarea acestei proceduri unei bucle de reacție ideale, în care a și f nu interacționează, raportul între semnalul transmis în jurul buclei și semnalul de intrare este $-af = -T$; acesta este rezultatul care se obține prin întreruperea buclei de reacție din fig. 8.1 în orice punct (de exemplu, la intrarea amplificatorului de bază). Deci, în cazul ideal (și de fapt cu bună precizie în majoritatea cazurilor practice) raportul de returnare este egal cu câștigul pe buclă. Totuși, trebuie observat că în cazul în care încărcarea dată de rețeaua de reacție este importantă câștigul pe buclă calculat prin metoda ilustrată în fig. 8.15 poate să fie diferit de raportul de returnare[2]. Explicația pentru apariția aceastei diferențe este că, deși metoda din fig. 8.15 oferă un rezultat corect pentru câștigul global și impedanțele văzute la terminalele circuitului, blocurile a și f care se determină sunt idealizate. Ca urmare produsul af nu este întotdeauna în mod necesar egal cu raportul de returnare.

Pentru a ilustra metoda să considerăm circuitul din fig. 8.16; bucla a fost întreruptă la generatorul de tensiune dependent (acolo unde nu există efecte de încărcare) și s-a inserat o tensiune de test v_x. Semnalul care apare la bornele generatorului de tensiune dependent este chiar semnalul transmis în jurul buclei, care se poate calcula astfel:

$$v_1 = \frac{z_i}{z_i + R_F} v_2 \ , \tag{8.71}$$

$$v_2 = v_x \frac{R_L \| (R_F + z_i)}{R_L \| (R_F + z_i) + z_o} \ . \tag{8.72}$$

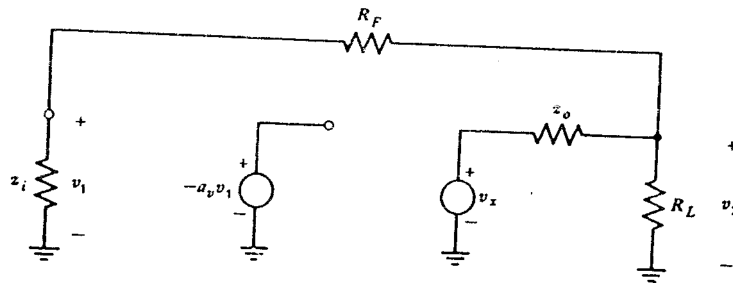


Fig. 8.16 Circuit pentru calculul câștigului pe buclă al circuitului din fig. 8.15*b*.

Înlocuind (8.72) în (8.71) se obţine

$$\frac{v_1}{v_x} = \frac{z_i}{z_i + R_F}\,\frac{R_L(R_F + z_i)}{R_L(R_F + z_i) + z_o(R_L + R_F + z_i)} \tag{8.73}$$

Semnalul transmis în jurul buclei în fig. 8.16 este $-a_v v_1$ iar raportul dintre acest semnal şi semnalul de test v_x este raportul de returnare, *RR*:

$$RR = \frac{a_v v_1}{v_x}\ . \tag{8.74}$$

Înlocuind (8.73) în (8.74) se obţine

$$RR = \frac{R_F R_L}{R_F R_L + z_o R_F + z_o R_L \dfrac{R_F}{R_F + z_i}}\, a_v \frac{z_i}{z_i + R_F}\ . \tag{8.75}$$

Acest rezultat este foarte apropiat de valoarea calculată pentru T din fig. 8.15*c* şi dat în (8.70) dacă $R_F \gg R_L$ sau $z_i \ll R_F$. Folosirea raportului de returnare *RR* pentru estimarea lui T este de multe ori mai simplă atât pentru calculele manuale cât şi pentru simularea cu SPICE.

■ EXEMPLU

Presupunând că circuitul din fig. 8.15*a* este realizat folosind amplificatorul operaţional 741 şi că $R_F = 1\ \text{M}\Omega$, $R_L = 10\ \text{k}\Omega$ să se calculeze impedanţele la terminale, câştigul pe buclă şi câştigul global al amplificatorului cu reacţie la frecvenţe joase. Datele tipice pentru amplificatorul 741 sunt: $z_i = 1\ \text{M}\Omega$, $z_o = 75\ \Omega$, $a_v = 200000$.

Din (8.66) se obţine impedanţa de intrare la joasă frecvenţă a amplificatorului de bază care include încărcarea:

$$z_{ia} = \frac{10^6 \times 2 \times 10^6}{10^6 + 2 \times 10^6}\ \Omega = 666{,}7\ \text{k}\Omega\ . \tag{8.76}$$

Din (8.66) se obţine impedanţa de ieşire la joasă frecvenţă a amplificatorului de bază, care include încărcarea:

$$z_{oa} = 75\ \Omega \,\|\, 1\ \text{M}\Omega \,\|\, 10\ \text{k}\Omega \simeq 75\ \Omega\ . \tag{8.77}$$

Câştigul pe buclă la joasă frecvenţă se determină din (8.70):

$$T = \frac{10^6 \times 10^4}{10^6 \times 10^4 + 75 \times 10^6 + 75 \times 10^4} \times 200000 \times \frac{2 \times 10^6}{2 \times 10^6 + 10^6} = 133333\ . \tag{8.78}$$

În acest caz câştigul pe buclă este într-adevăr mare. De observat că o valoare finită a rezistenţei sursei de semnal de la intrare îl va reduce semnificativ.

Impedanţa de intrare, cu reacţia aplicată, se găseşte înlocuind (8.76) şi (8.78) în (8.67):

$$Z_i = \frac{666{,}7 \times 10^3}{133333}\ \Omega = 5\ \Omega\ .$$

Impedanţa de ieşire cu reacţia aplicată, se găseşte înlocuind (8.77) şi (8.78) în (8.69):

$$Z_o = \frac{75}{133333}\ \Omega = 0{,}000563\ \Omega\ .$$

În practică efectele de ordinul doi din circuit pot determina valori mai mari pentru Z_o.

Funcţia de transfer globală, cu reacţie, poate fi determinată aproximativ din (8.8):

$$\frac{v_o}{i_i} = A \approx \frac{1}{f}\ . \tag{8.79}$$

Tinând cont de (8.61), (8.79) devine

$$\frac{v_o}{i_i} = A \approx -R_F\ .$$

Înlocuind valoarea rezistorului R_F rezultă

$$\frac{v_o}{i_i} = A \approx -1\ \mathrm{M\Omega}\ . \tag{8.80}$$

O valoare mult mai exactă pentru A poate fi calculată folosind expresia 8.5. Deoarece în acest exemplu valoarea câştigului pe buclă este foarte mare este convenabilă rescrierea expresiei 8.5 astfel:

$$A = \frac{1}{f}\frac{1}{1+\dfrac{1}{af}} = \tag{8.81}$$

$$A = \frac{1}{f}\frac{1}{1+\dfrac{1}{T}}\ . \tag{8.82}$$

Deoarece în acest exemplu T este atât de mare, A diferă foarte puţin de $1/f$. Înlocuind în (8.82) $T = 133333$ şi $1/f = -1\ \mathrm{M\Omega}$ se găseşte

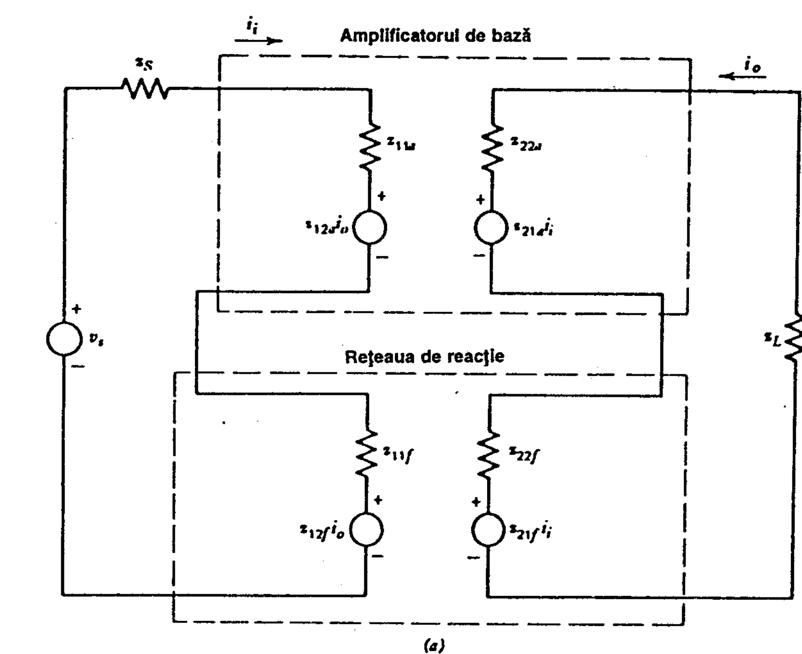
$$A = -999992\ \Omega\ , \tag{8.83}$$

rezultat care arată că (8.80) este suficient de precisă pentru marea majoritate a aplicaţiilor.

8.5.2 Reacţia serie-serie

Fie conexiunea cu reacţie serie-serie din fig. 8.12. Efectul dat de reţelele neideale se poate calcula folosind reprezentarea din fig. 8.17*a*.

În acest caz cea mai convenabilă reprezentare ca diport se face folosind parametrii z (impedanţe în gol) deoarece amplificatorul de bază şi reţeaua de reacţie sunt acum conectate în serie atât la intrare cât şi la ieşire, având deci *curenţii* prin terminale identici. După cum se indică în fig. 8.18 parametrii z exprimă tensiunile de la terminale în funcţie de curenţii de la terminale; ca urmare, în cazul în care cele două reţele au aceiaşi curenţi la terminale utilizarea parametrilor z va face calculele foarte simple. În acest caz desfăşurarea calculelor va fi replica duală a calculelor din *Secţiunea 8.5.1*.



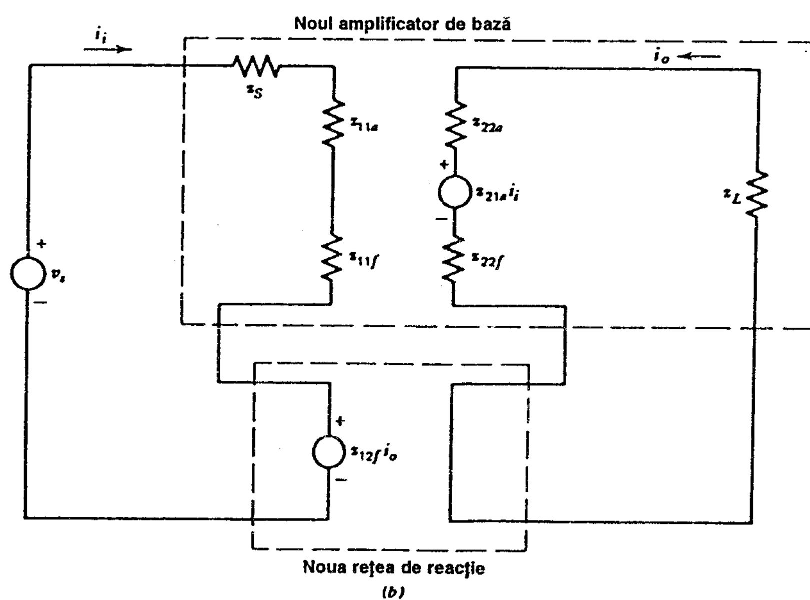
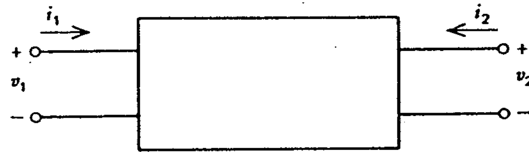


Fig. 8.17 (*a*) Circuitul echivalent general al unei configuraţii de reacţie serie-serie; se utilizează reprezentarea prin parametrii z. (*b*) Circuitul din (*a*) redesenat fără generatoarele $z_{21f}i_i$ şi $z_{12a}i_o$.



$$v_1 = z_{11}i_1 + z_{12}i_2$$

$$v_2 = z_{21}i_1 + z_{22}i_2$$

$$z_{11} = \left.\frac{v_1}{i_1}\right|_{i_2 = 0} \qquad z_{12} = \left.\frac{v_1}{i_2}\right|_{i_1 = 0}$$

$$z_{21} = \left.\frac{v_2}{i_1}\right|_{i_2 = 0} \qquad z_{22} = \left.\frac{v_2}{i_2}\right|_{i_1 = 0}$$

Fig. 8.18 Reprezentarea unui diport prin parametrii z.

Scriind suma tensiunilor la intrare (vezi fig. 8.17) se obține:

$$v_s = (z_S + z_{11a} + z_{11f})i_i + (z_{12a} + z_{12f})i_o \,. \tag{8.84}$$

Scriind suma tensiunilor la ieșire, rezultă:

$$0 = (z_{21a} + z_{21f})i_i + (z_L + z_{22a} + z_{22f})i_o \,. \tag{8.85}$$

Este util să introducem mărimile z_i și z_o definite de

$$z_i = z_S + z_{11a} + z_{11f} \,, \tag{8.86}$$

$$z_o = z_L + z_{22a} + z_{22f} \,. \tag{8.87}$$

Neglijând transmisia inversă prin amplificatorul de bază presupunem că

$$|z_{12a}| \ll |z_{12f}| \,. \tag{8.88}$$

De asemenea, neglijând transmisia directă prin rețeaua de reacție, se poate scrie

$$|z_{21a}| \gg |z_{21f}| \,. \tag{8.89}$$

Cu aceste presupuneri se obține

$$\frac{i_o}{v_s} = A \approx \frac{\dfrac{-z_{21a}}{z_i z_o}}{1 + \left[\dfrac{-z_{21a}}{z_i z_o}\right] z_{12f}} = \frac{a}{1 + af} \tag{8.90}$$

unde

$$a = -\frac{z_{21a}}{z_i z_o} \,, \tag{8.91}$$

$$f = z_{12f} \,. \tag{8.92}$$

O reprezentare sub forma unui circuit a mărimilor a și f din relația 8.91 respectiv

(8.88) și (8.89). În acest fel se obține reprezentarea aproximativă din fig. 8.17*b* în care noul amplificator de bază include efectele de încărcare date de rețeaua de reacție inițială. Noua rețea de reacție este una ideală, cu aceea din fig. 8.12. Funcția de transfer a amplificatorului de bază din fig. 8.17*b* este dată de (8.91), iar funcția de transfer a amplificatorului de bază din fig. 8.17*b* este dată de (8.91), iar funcția de transfer a rețelei de reacție din fig. 8.17*b* este dată de (8.92). Rezultă că fig. 8.17*b* constituie reprezentarea sub forma unui circuit a relațiilor 8.91 și 8.92.

Deoarece fig. 8.17*b* are o corespondență directă cu fig. 8.12 rezultatele obținute în *Secțiunea 8.4.4* vor putea fi utilizate integral. Efectul de încărcare al rețelei de reacție asupra amplificatorului de bază este inclus prin conectarea impedanțelor z_{11f} și z_{22f} ale rețelei de reacție în serie la intrarea și, respectiv, ieșirea amplificatorului de bază. Termenii z_{11f} și z_{22f}, definiți în fig. 8.18, se obțin calculând impedanța văzută pe o pereche de terminale, cealaltă pereche de terminale fiind în *gol*. Funcția de transfer a rețelei de reacție, f, dată de (8.92), este *impedanța de transfer invers* a rețelei de reacție.

Să considerăm, de exemplu, tripletul cu reacție serie-serie din fig. 8.19*a*, care poate fi utilizat ca amplificator cu reacție, de bandă largă. R_{E2} este în mod obișnuit un rezistor de valoare mică cu care se citește curentul de la ieșire, i_o; tensiunea care rezultă pe R_{E2} este preluată de divizorul R_F și R_{E1}, producând tensiunea de reacție pe rezistorul R_{E1}. În mod obișnuit R_F este mult mai mare decât R_{E1} și R_{E2}.

În acest caz teoria precedentă — bazată pe utilizarea diporților — nu se poate aplica direct deoarece amplificatorul de bază nu mai poate fi reprezentat printr-un diport. Cu toate acestea tehnica dezvoltată anterior, care folosea diporți, se poate utiliza dacă se fac unele modificări minore, observând că rețeaua de reacție se poate reprezenta printr-un diport ca în fig. 8.19*b*. Dificultatea care apare este dată de faptul că generatorul de reacție, $z_{12f}i_{e3}$, se află în emitorul tranzistorului Q_1 și nu în terminalul de intrare, unde el ar fi putut fi comparat direct cu semnalul v_s. Această dificultate se poate evita considerând schema echivalentă (vezi fig. 8.20) a porțiunii de intrare a circuitului din fig. 8.19*b*. Pentru această schemă echivalentă se poate scrie

$$v_s = i_i z_S + v_{be} + i_{e1} z_{11f} + z_{12f} i_{e3} \,. \tag{8.93}$$

Înlocuind

$$i_{e3} = \frac{i_o}{\alpha_3} \tag{8.94}$$

în (8.93) se obține

$$v_s - z_{12f}\frac{i_o}{\alpha_3} = i_i z_S + v_{be} + i_{e1} z_{11f} \tag{8.95}$$

mărimile din aceste expresii fiind de *semnal mic*. Expresia 8.95 arată că generatorul de tensiune de reacție $z_{12f}(i_o/\alpha_3)$ se poate *muta înapoi* în serie cu terminalul de intrare; procedând în acest fel (vezi fig. 8.19*c*), expresiile anterioare nu se modifică. De observat că în această expresie a reacției apare câștigul în curent cu baza comună al lui Q_3 deoarece curentul de ieșire este citit prin intermediul rezistorului R_{E2} în *emitorul* lui Q_3, pentru a trimite înapoi spre intrare un semnal de corecție. Această situație este curentă pentru majoritatea circuitelor în care la ieșire se realizează o reacție serie; α_3 al tranzistorului Q_3 este *în afara* buclei de reacție. În

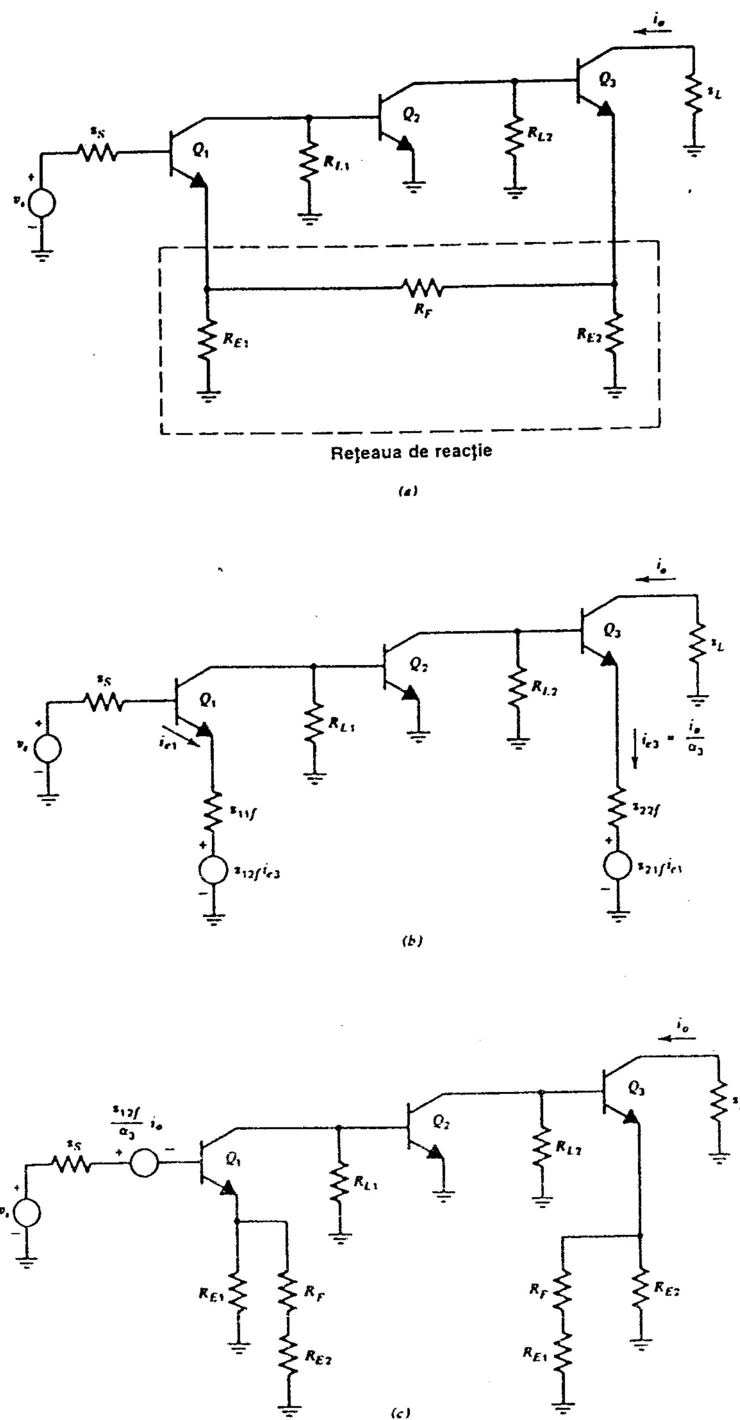


Fig. 8.19 (*a*) Triplet cu reacție serie-serie. (*b*) Circuitul din (*a*) redesenat utilizând reprezentarea rețelei de reacție prin parametrii z. Reprezentarea aproximativă a circuitului din (*b*).

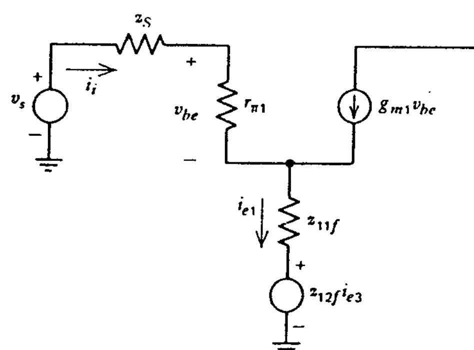


Fig. 8.20 Circuitul echivalent de semnal mic al etajului de intrare al circuitului din fig. 8.19*b*.

Parametrii z ai rețelei de reacție se pot determina din fig. 8.21:

$$z_{12f} = \left.\frac{v_1}{i_2}\right|_{i_1=0} = \frac{R_{E1}R_{E2}}{R_{E1}+R_{E2}+R_F}\,, \tag{8.96}$$

$$z_{22f} = \left.\frac{v_2}{i_2}\right|_{i_1=0} = R_{E2}\|(R_F+R_{E2})\,, \tag{8.97}$$

$$z_{11f} = \left.\frac{v_1}{i_1}\right|_{i_2=0} = R_{E1}\|(R_F+R_{E2})\,. \tag{8.98}$$

În conformitate cu (8.89), impedanța z_{21f} se neglijează.

Pe baza acestor rezultate circuitul din fig. 8.19*b* se poate redesena ca în fig. 8.19*c*. La fel ca și în calculele anterioare, s-a neglijat semnalul transmis prin rețeaua de reacție, de la intrare spre ieșire (în acest caz $z_{21f}i_{e1}$). Generatorul de tensiune de reacție este plasat în serie cu terminalul de intrare; în acest fel la intrare există situația ideală în care cele două semnale se scad. Efectul de încărcare al amplificatorului de bază, dat de rețeaua de reacție, este reprezentat prin impedanțele din emitoarele tranzistoarelor Q_1 și Q_3. De observat că acest caz diferă oarecum de exemplul din fig. 8.17*b* prin aceea că impedanțele z_{11f} și z_{22f} ale rețelei de reacție apar, în fig. 8.17*b* în *serie* cu terminalul de intrare, pe când în fig. 8.19*c* aceste impedanțe apar în emitoarele lui Q_1 și Q_2. Această situație, care se datorează faptului că ampplificatorul de bază din circuitul din fig. 8.19*a* nu poate fi reprezentat ca diport cu parametrii z, nu introduce modificări în ceea ce privește metoda de analiză.

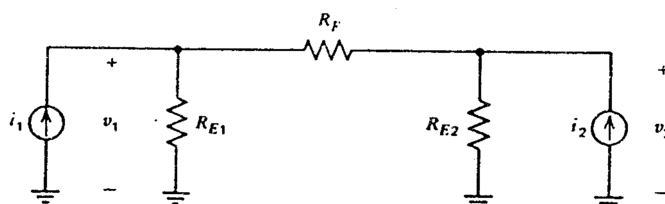


Fig. 8.21 Circuit pentru calculul parametrilor z ai rețelei de reacție, pentru circuitul din fig. 8.19*a*.

Deoarece generatorul de tensiune de reacție din fig. 8.19*c* este plasat chiar în serie cu intrarea și este proporțional cu i_o, se poate stabili o corespondență directă cu fig. 8.17*b*; ca urmare vom putea aplica rezultatele din *Secțiunea 8.4.4*. În continuare nu mai este nevoie de parametrii z, deoarece putem scrie direct, prin examinarea circuitului

$$\frac{i_o}{v_s} = A = \frac{a}{1+af} \tag{8.99}$$

unde

$$f = \frac{z_{12f}}{\alpha_3} = \frac{1}{\alpha_3}\frac{R_{E1}R_{E2}}{R_{E1}+R_{E2}+R_F} \tag{8.100}$$

a fiind transconductanța circuitului din fig. 8.19*c*, cu generatorul de reacție $(z_{12f}/\alpha_3)i_o$ îndepărtat.

Impedanța de intrare văzută de v_s, cu reacția aplicată, este $(1+af)\times$(impedanța de intrare a amplificatorului de bază din fig. 8.19*c*, *incluzând* încărcarea dată de rețeaua de reacție). *Impedanța de ieșire* cu reacția aplicată este de $(1+af)$ ori mai mare decât impedanța de ieșire a amplificatorului de bază, *incluzând* încărcarea dată de rețeaua de reacție.

Dacă valoarea câștigului pe buclă, $T=af$, este mare câștigul cu reacție este dat de:

$$A = \frac{i_o}{v_s} \approx \frac{1}{f} = \alpha_3\frac{R_{E1}+R_{E2}+R_F}{R_{E1}R_{E2}} \;. \tag{8.101}$$

■ EXEMPLU

Un circuit integrat[3] bazat pe un triplet cu reacție serie-serie este MC 1553, a cărui schemă este dată în fig. 8.22*a*. Să se calculeze impedanțele de intrare și ieșire, câștigul pe buclă și câștigul global (cu reacție) la joasă frecvență.

Circuitul MC 1553 este un amplificator de bandă largă, cu o bandă de 50 MHz și un câștig în tensiune de 50. Câștigul circuitului este realizat de tripletul serie-serie compus din tranzistoarele Q_1, Q_2 și Q_3. Tensiunea de ieșire se obține pe rezistența de sarcină, R_C, fiind transferată la ieșire prin repetorul pe emitor Q_4, care asigură o impedanță de ieșire mică. Restul circuitului servește în mare măsură pentru polarizare, cu excepția capacitoarelor C_p, C_F și C_B. Capacitoarele C_P și C_F incluse pe cip sunt de valoare mică, de câțiva pF, asigurând stabilitatea buclei de reacție; modul în care acționează aceste capacități este descris în *Capitolul 9*. Capacitorul C_B, exterior cipului, este de valoare mare fiind folosit pentru decuplarea circuitului de polarizare la frecvențele de lucru.

Calculul punctelor statice de funcționare. Analiza circuitului începe cu calculul punctelor statice de funcționare. Valorile statice ale curenților sunt stabilite de curentul de referință, I_{RK}, care curge prin rezistorul R_K. Presupunând $V_{BE(on)}=0{,}6$ V și $V_{CC}=6$ V rezultă

$$I_{RK} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE(on)}}{R_K} \tag{8.102}$$

din care, prin înlocuirea valorilor numerice, rezultă

$$I_{RK} = \frac{6-1{,}2}{6000}\text{ A} = 0{,}80\text{ mA} \;.$$

Curentul prin repetorul de ieșire Q_4 este determinat de curenții care trec prin tranzistoarele Q_6 și Q_8. Tranzistorul Q_8 are o arie de emitor de trei ori mai mare decât aceea a tranzistoarelor Q_7 și Q_6 astfel că

$$I_{C8} = 3 \times 0{,}8 \text{ mA} = 2{,}4 \text{ mA} ,$$

$$I_{C6} = 0{,}8 \text{ mA} .$$

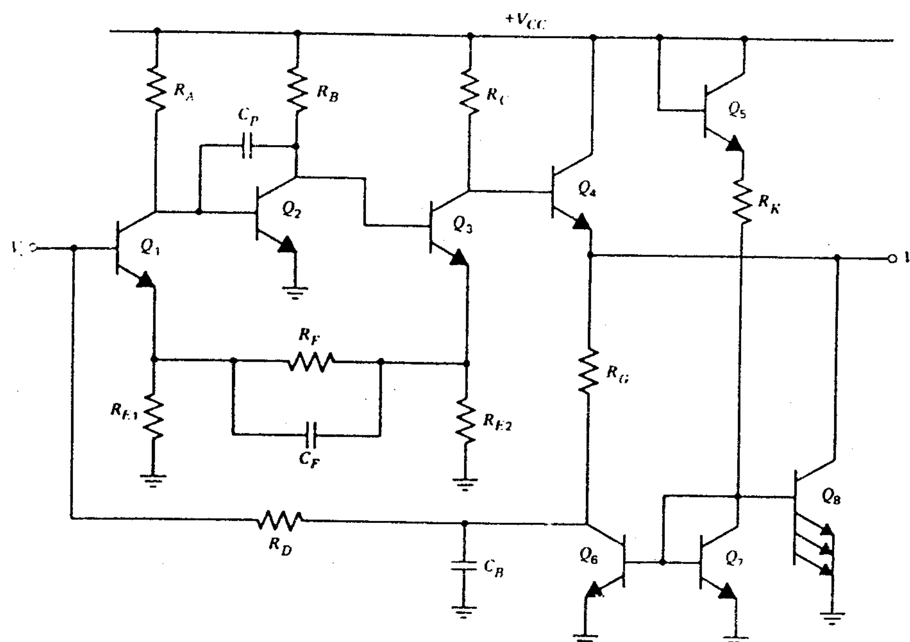
(în aceste calcule câștigul în curent β s-a presupus suficient de mare). Dacă valoarea curentului de bază al tranzistorului Q_1 este mică, curenții I_{C6} și I_{C8} trec în totalitate prin Q_4:

$$I_{C4} \approx I_{C6} + I_{C8} . \tag{8.103}$$

Deci

$$I_{C4} \approx 3{,}2 \text{ mA} .$$

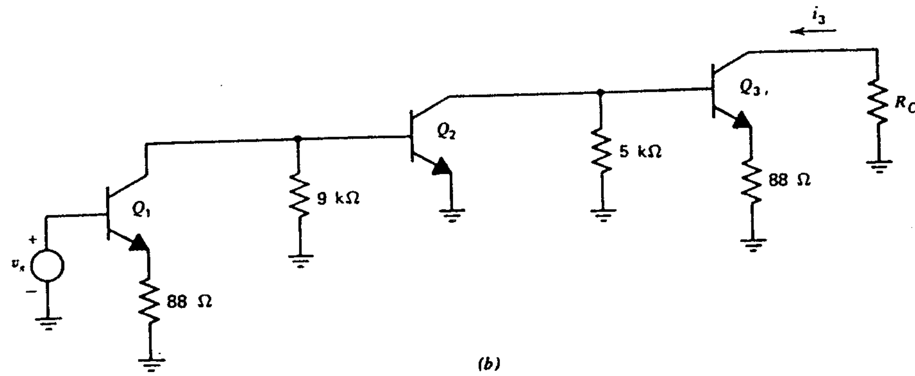
Tranzistorul Q_8, furnizează cea mai mare parte a curentului de polarizare a lui Q_4, care funcționează ca un etaj de ieșire în clasă A, repetor pe emitor, de tipul descris în *Secțiunea 5.2*. Funcția îndeplinită de tranzistorul Q_6 este aceea de a permite realizarea unei bucle de reacție negativă în curent continuu, pentru stabilizarea punctului static de funcționare. Rezistorul R_G este ales astfel încât să determine o cădere de tensiune de curent continuu suficientă pentru a se putea conecta R_D înapoi în baza tranzistorului Q_1.



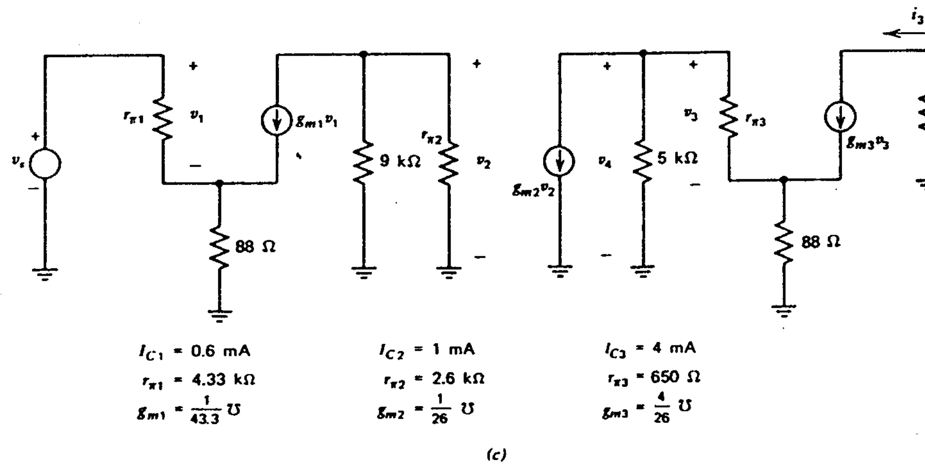
$R_{E1} = 100\ \Omega$, $R_{E2} = 100\ \Omega$, $R_F = 640\ \Omega$, $R_A = 9\ \text{k}\Omega$,
$R_B = 5\ \text{k}\Omega$, $R_C = 600\ \Omega$, $R_D = 12\ \text{k}\Omega$, $R_G = 3\ \text{k}\Omega$
$R_K = 6\ \text{k}\Omega$

(a)

Fig. 8.22 (*a*) Schema circuitui integrat de bandă largă MC 1553. (*b*) Amplificatorul de bază al tripletei serie-serie din (*a*). (*c*) Circuitul echivalent de semnal mic al amplificatorului de bază din (*b*).



(b)



(c)

Fig. 8.22 (*Continuare*)

Tranzistoarele Q_1, Q_2, Q_3 și Q_4 sunt deci prinse într-o buclă de reacție negativă, punctele statice de funcționare putând fi stabilite în mod aproximativ, după cum se arată în continuare.

Presupunând că tranzistorul Q_2 este deschis și conduce, tensiunea din colectorul tranzistorului Q_1 este de aproximativ 0,6 V, iar căderea de tensiune pe R_A de 5,4 V. Deci curentul care trece prin R_A este

$$I_{RA} = \frac{5{,}4}{R_A} = \frac{5{,}4}{9000} = 0{,}6 \text{ mA} . \tag{8.104}$$

Dacă se presupune câștigul în curent, β, suficient de mare rezultă că

$$I_{C4} \approx I_{RA} = 0{,}6 \text{ mA} . \tag{8.105}$$

Deoarece căderea de tensiune pe R_{E1} este mică, tensiunea în baza tranzistorului Q_1 este de aproximativ 0,6 V. Deoarece valoarea curentului de bază a lui Q_1 este mică tensiunea în colectorul lui Q_6 va fi tot de 0,6 V, căderea de tensiune pe R_D fiind mică. Tensiunea de curent continuu la ieșire este dată de

$$V_O = V_{C6} + I_{C6}R_G . \tag{8.106}$$

Prin înlocuirea valorilor numerice rezultă:

$$V_O = (0,6 + 0,8 \times 3)\ \mathrm{V} = 3\ \mathrm{V}\ .$$

Tensiunea în baza lui Q_4 (colectorul lui Q_3) este cu un V_{BE} peste V_O, fiind deci de 3,6 V. Curentul de colector a lui Q_3 este dat de:

$$I_{C3} \approx \frac{V_{CC} - V_{C3}}{R_C}\ . \tag{8.107}$$

Prin înlocuirea valorilor numerice se obţine:

$$I_{C3} \approx \frac{6 - 3,6}{600}\ \mathrm{A} = 4\ \mathrm{mA}\ .$$

Tensiunea în baza lui Q_3 (colectorul lui Q_2) este

$$V_{B3} \approx -I_{E3}R_{E2} + V_{BE(\mathrm{on})} \tag{8.108}$$

sau, numeric,

$$V_{B3} = V_{C2} \simeq (4 \times 0,1 + 0,6)\ \mathrm{V} = 1\ \mathrm{V}\ .$$

Curentul I_{C2} se determină din relaţia

$$I_{C2} \approx \frac{V_{CC} - V_{C2}}{R_B} \tag{8.109}$$

obţinându-se

$$I_{C2} \approx \frac{6 - 1}{5000}\ \mathrm{A} = 1\ \mathrm{mA}\ .$$

Calculul de curent alternativ. Analiza de curent alternativ va utiliza metoda de lucru dezvoltată anterior în acest capitol. Din punct de vedere al analizei de curent alternativ tripleta cu reacţie compusă din tranzistoarele Q_1, Q_2 şi Q_3 (vezi fig. 8.22*a*) este identică cu circuitul din fig. 8.19*a*. Ca urmare rezultatele deduse anterior pentru circuitul din fig. 8.19*a* se vor putea aplica direct tripletei din fig. 8.22*a*. Valoarea câştigului în tensiune pentru circuitul din fig. 8.22*a* se obţine prin înmulţirea transconductanţa tripletei cu rezistenţa de sarcină, R_C, deoarece câştigul repetorului pe emitor Q_4 este aproape unitar. De observat că din punct de vedere al semnalului alternativ rezistorul R_D se presupune la masă, datorită capacitorului de valoare mare C_B; ca urmare el nu va avea nici o influenţă asupra funcţionării circuitului, cu excepţia efectului de şuntare la intrare, care va fi discutat mai târziu. Din (8.100) rezultă factorul de reacţie, f, al tripletei serie-serie din fig. 8.22*a*:

$$f = \frac{1}{0,99}\,\frac{100 \times 100}{100 + 100 + 640}\ \Omega = 12,0\ \Omega \tag{8.110}$$

unde s-a luat $\beta = 100$.

Dacă valoarea câştigului pe buclă este mare, transconductanţa tripletei din fig. 8.22*a* se poate calcula din (8.101):

$$\frac{i_{o3}}{v_s} \approx \frac{1}{f} = \frac{1}{12}\ \mathrm{A/V} \tag{8.111}$$

unde i_{o3} este curentul de colector de semnal mic al tranzistorului Q_3 din fig. 8.22*a*. Dacă impedanța de intrare a repetorului pe emitor Q_4 este mare, atunci rezistența de sarcină văzută de tranzistorul Q_3 este R_C=600 Ω, câștigul în tensiune al circuitului fiind dat de:

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{i_{o3}}{v_s} \times R_C . \qquad (8.112)$$

Înlocuind (8.111) în (8.112) se găsește

$$\frac{v_o}{v_s} = -50 . \qquad (8.113)$$

Să discutăm acum câștigul pe buclă al circuitului din fig. 8.22*a*. Pentru a calcula câștigul *a*, vom utiliza pentru amplificatorul de bază reprezentarea din fig. 8.19*c*. În fig. 8.22*b* s-a redesenat fig. 8.19*c* folosindu-se valorile numerice concrete, corespunzătoare acestui exemplu, generatorul de reacție fiind omis și presupunând că z_s=0. Circuitul echivalent de semnal mic la joasă frecvență este dat în fig. 8.22*c* (s-a presupus β=100). Determinarea valorii câștigului amplificatorului de bază este directă:

$$a = \frac{i_3}{v_s} = 20{,}3 \text{ A/V} . \qquad (8.114)$$

Din (8.110) și (8.114) se obține

$$T = af = 12 \times 20{,}3 = 243{,}6 . \qquad (8.115)$$

Transconductanța tripletei se poate calcula acum mult mai precis din (8.99) rezultând:

$$\frac{i_{o3}}{v_s} = \frac{a}{1+T} = \frac{20{,}3}{244{,}6} \text{ A/V} = 0{,}083 \text{ A/V} . \qquad (8.116)$$

Înlocuind (8.116) în (8.112) se obține valoarea câștigului global

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{i_{o3}}{v_s} R_C = -0{,}083 \times 600 = -49{,}8 . \qquad (8.117)$$

Acest rezultat este apropiat de valoarea aproximativă dată de (8.113).

Impedanța de intrare a amplificatorului de bază se determină urmărind fig. 8.22*c*:

$$r_{ia} = 13{,}2 \text{ k}\Omega . \qquad (8.118)$$

Impedanța de intrare cu reacție este dată de:

$$R_i = r_{ia}(1+T) . \qquad (8.119)$$

Înlocuind (8.118) și (8.115) în (8.119) se găsește

$$R_i = 13{,}2 \times 244{,}6 \text{ k}\Omega = 3{,}23 \text{ M}\Omega . \qquad (8.120)$$

După cum era de așteptat reacția serie la intrare duce la o valoare mare a impedanței de intrare. Însă în acest exemplu rezistorul de polarizare R_D șuntează intrarea pentru semnalele de curent alternativ și se află *în afara* buclei de reacție. Valoarea rezistenței de intrare în acest circuit este determinată de rezistorul R_D de 12 kΩ, deoarece este mult mai mic decât R_i. În încheiere să calculăm impedanța de ieșire a circuitului. Impedanța de ieșire a tripletei se poate determina din fig. 8.22*c* prin includerea rezistenței de ieșire, r_o, în modelul pentru Q_3. Rezistența care se obține se multiplică apoi cu $(1+T)$, obținându-se rezistența de ieșire a

tripletei cu reacția aplicată. Valoarea care se obține este mult mai mare decât valoarea rezistorului de sarcină din colectorul lui Q_3, R_C, care este de 600 Ω. Deci, practic, rezistența de ieșire a întregului circuit va fi dată de rezistența de ieșire a repetorului pe emitor, Q_4, comandat de o sursă de semnal cu o rezistență internă de 600 Ω:

$$R_o = \frac{1}{g_{m4}} + \frac{R_C}{\beta_4} = \left[\frac{26}{3,2} + \frac{600}{100}\right]\ \Omega = 14\ \Omega\ . \tag{8.121}$$

8.5.3 Reacția serie-șunt

Reacția serie-șunt a fost prezentată principial în fig. 8.4. Amplificatorul de bază și rețeaua de reacție au același curent la intrare și aceeași tensiune la ieșire. Reprezentarea ca diport care folosește ca variabile independente curentul de la intrare și tensiunea de la ieșire este aceea cu parametrii h, hibrizi, indicată în fig. 8.23. Circuitul corespunzător reacției serie-șunt, în care rețelele neideale se reprezintă cu parametrii h, capătă forma din fig. 8.24*a*. Scriind suma tensiunilor la intrare se obține

$$v_s = (z_S + h_{11a} + h_{11f})i_i + (h_{12a} + h_{12f})v_o\ . \tag{8.122}$$

Adunând curenții la ieșire rezultă

$$0 = (h_{21a} + h_{21f})i_i + (y_L + h_{22a} + h_{22f})v_o\ . \tag{8.123}$$

Introducând următorii parametri, definiți de relațiile

$$z_i = z_S + h_{11a} + h_{11f}\ , \tag{8.124}$$

$$y_o = y_L + h_{22a} + h_{22f} \tag{8.125}$$

și presupunând, la fel ca înainte, că

$$|h_{12a}| \ll |h_{12f}|\ , \tag{8.126}$$

$$|h_{21a}| \gg |h_{21f}| \tag{8.127}$$

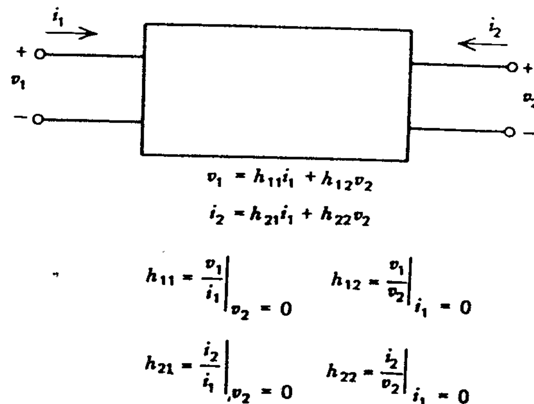
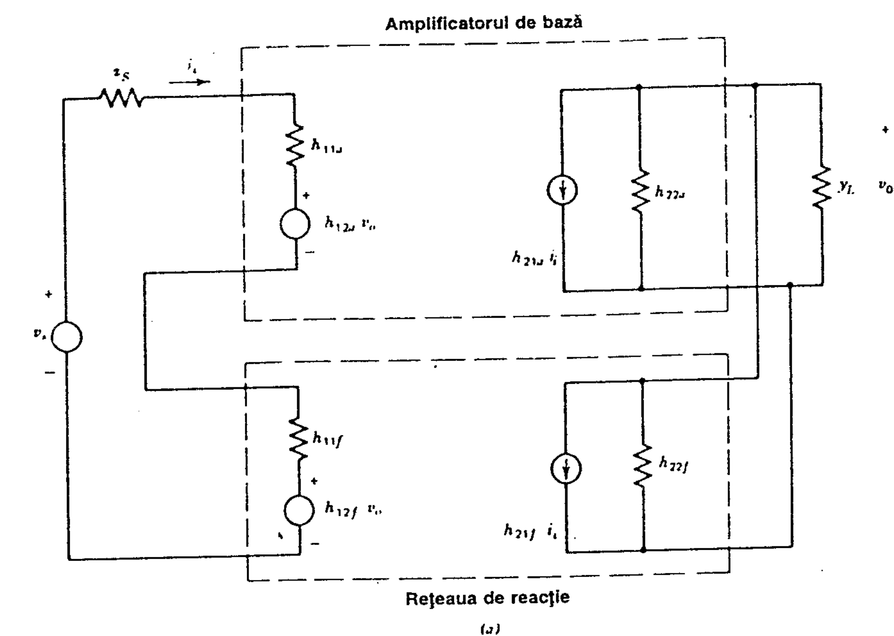


Fig. 8.23 Reprezentarea unui diport prin parametrii *h*.



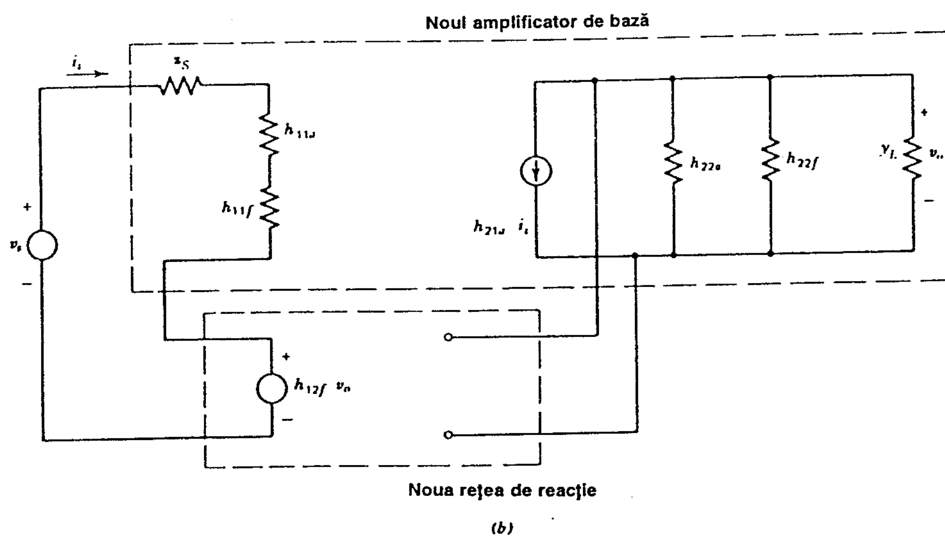


Fig. 8.24 (*a*) Circuitul echivalent general al unei configurații cu reacție serie-șunt; se utilizează reprezentarea prin parametrii h. (*b*) Circuitul din (*a*) redesenat cu generatoarele $h_{21f}i_i$ și $h_{21a}v_o$ omise.

se poate arăta că

$$\frac{v_o}{v_s} = A \approx \frac{\dfrac{-h_{21a}}{z_i y_o}}{1 + \left[-\dfrac{h_{21a}}{z_i y_o} \right] h_{12f}} = \frac{a}{1 + af} \tag{8.128}$$

unde

$$a = -\frac{h_{21a}}{z_i y_o} , \tag{8.129}$$

$$f = h_{12f} . \tag{8.130}$$

Reprezentarea sub forma unui circuit a mărimilor a din (8.129) și f din (8.130) se obține eliminând generatoarele $h_{12a}v_o$ și $h_{21f}i_i$ din fig. 8.24a, în conformitate cu sugestia făcută de aproximațiile (8.126) și (8.127). Se ajunge la reprezentarea aproximativă din fig. 8.24b în care noul amplificator de bază include efectele date de încărcarea rețelei de reacție inițiale. La fel ca și în exemplele anterioare, fig. 8.24b constituie o reprezentare a expresiilor 8.128, 8.129 și 8.130, corespunzând formei pe care o are o buclă de reacție ideală. Rezultă că acestui circuit i se pot aplica toate expresiile deduse în *Secțiunea 8.4.1.*

În calitate de exemplu să considerăm circuitul foarte cunoscut al unui amplificator operațional cu reacție serie-șunt, din fig. 8.25, care se potrivește exact modelului descris anterior. Vom determina mai întâi parametrii h ai rețelei de reacție (vezi fig. 8.26);

$$h_{22f} = \left.\frac{i_2}{v_2}\right|_{i_1=0} = \frac{1}{R_F + R_E} , \tag{8.131}$$

$$h_{12f} = \left.\frac{v_1}{v_2}\right|_{i_1=0} = \frac{R_E}{R_E + R_F} , \tag{8.132}$$

$$h_{11f} = \left.\frac{v_1}{i_1}\right|_{v_2=0} = R_E \| R_F . \tag{8.133}$$

În concordanță cu (8.127) vom neglija h_{21f}. Schema echivalentă a amplificatorului cu reacție, care include efectele de încărcare este prezentată în fig. 8.27 având o corespondență directă cu fig. 8.24b (singura diferență constă în faptul că la ieșirea amplificatorului operațional se folosește o reprezentare Thévenin și nu una Norton). Câștigul a al amplificatorului de bază se obține din fig. 8.27, după ce mai întâi pasivizăm generatorul de reacție:

$$a = \frac{z_i}{z_i + R} a_v \frac{z_{LX}}{z_{LX} + z_o} \tag{8.134}$$

unde

$$R = R_E \| R_F , \tag{8.135}$$

$$z_{LX} = z_L \| (R_E + R_F) . \tag{8.136}$$

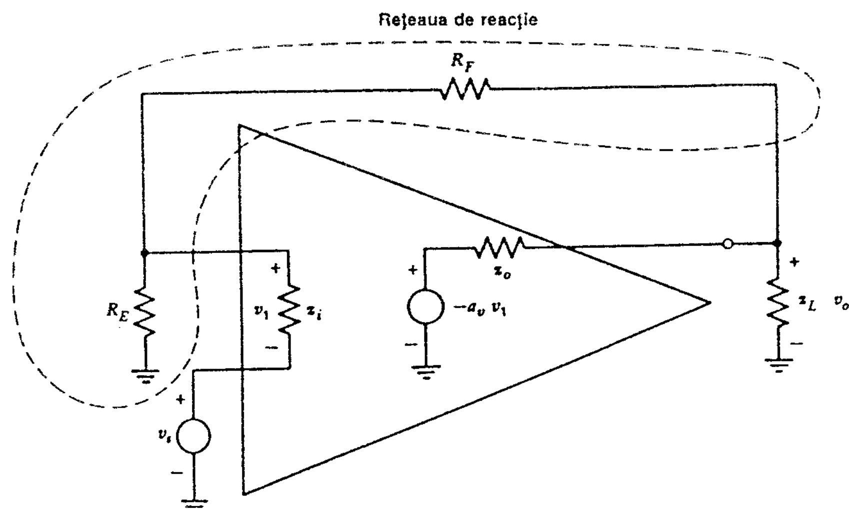


Fig. 8.25 Circuit cu reacție serie-șunt în care în calea directă se utilizează un amplificator operațional.

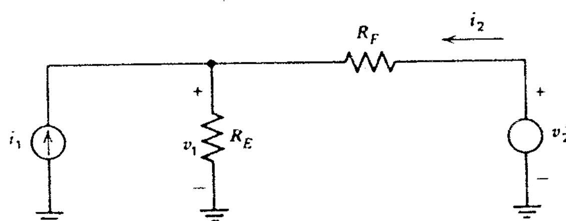


Fig. 8.26 Circuit pentru determinarea parametrilor h ai rețelei de reacție din fig. 8.25.

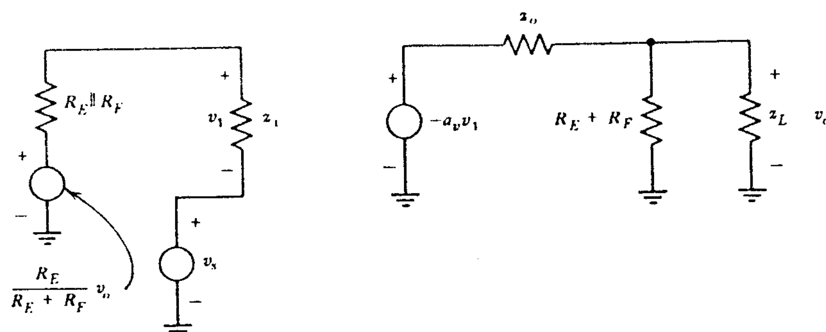


Fig. 8.27 Circuitul echivalent pentru circuitul din fig. 8.25.

De asemenea, expresia factorului de reacție este

$$f = \frac{R_E}{R_E + R_F} . \tag{8.137}$$

Expresia câștigului global al circuitului cu reacție este

$$A = \frac{v_o}{v_s} = \frac{a}{1 + af} \tag{8.138}$$

Pentru a evalua mărimea A se înlocuiesc (8.134) şi (8.137) în (8.138).

■ EXEMPLU

Să presupunem că circuitul din fig. 8.25 se realizează folosind un amplificator diferenţial pentru care parametrii de joasă frecvenţă au următoarele valori: z_i=100 kΩ, z_o=10 kΩ şi a_v=3000. Să se calculeze impedanţa de intrare a amplificatorului cu reacţie la frecvenţe joase dacă R_E=5 kΩ, R_F=20 kΩ şi z_L= 10 kΩ. De observat că în acest caz z_o nu este de valoare mică, aşa cum se întâmplă de obicei pentru amplificatoarele operaţionale, situaţie care poate apare în unele aplicaţii.

Modul cel mai convenabil de rezolvare este de a calcula mai întâi impedanţa de intrare a amplificatorului de bază şi de a o înmulţi apoi cu $(1+T)$ obţinând astfel impedanţa de intrare a amplificatorului cu reacţie, în conformitate cu expresia 8.25. Impedanţa de intrare a amplificatorului de bază rezultă direct, prin examinarea fig. 8.27:

$$z_{ia} = z_i + R_E \| R_F = (100 + 5\|20)\ \text{k}\Omega = 104\ \text{k}\Omega\ .$$

Combinaţia paralel a lui z_L şi (R_F+R_E) din fig. 8.27 are valoarea

$$z_{LX} = \frac{10\times 25}{35} = 7{,}14\ \text{k}\Omega\ .$$

Înlocuind în (8.134), se obţine pentru câştigul amplificatorului de bază din fig. 8.27, valoarea

$$a = \frac{100}{100+4}\times 3000\times\frac{7{,}14}{7{,}14+10} = 1202\ .$$

Factorul de reacţie, f, al acestui circuit este

$$f = \frac{5}{5+20} = 0{,}2\ .$$

Câştigul pe buclă are valoarea

$$T = af = 1202\times 0{,}2 = 240\ .$$

Impedanţa de intrare a amplificatorului cu reacţie este deci

$$Z_i = z_{ia}(1+T) = 104\times 241\ \text{k}\Omega = 25\ \text{M}\Omega\ .$$

În acest exemplu încărcarea la ieşire dată de R_F+R_E are un efect semnificativ asupra câştigului a al amplificatorului de bază şi deci asupra impedanţei de intrare a amplificatorului cu reacţie.

Să considerăm tot în calitate de exemplu de circuit cu reacţie serie-şunt tripleta serie-serie din fig. 8.19*a*, la care însă semnalul de ieşire este acum tensiunea care se culege în emitorul lui Q_3 (vezi fig. 8.28). Acest exemplu ilustrează şi modul în care un acelaşi circuit poate realiza două configuraţii diferite de reacţie în funcţie de nodul din care este luat semnalul de ieşire. La fel ca şi în cazul din fig. 8.19*a* amplificatorul de bază din fig. 8.28 nu poate fi reprezentat ca un diport. Cu toate acestea, reţeaua de reacţie *se poate* reprezenta ca

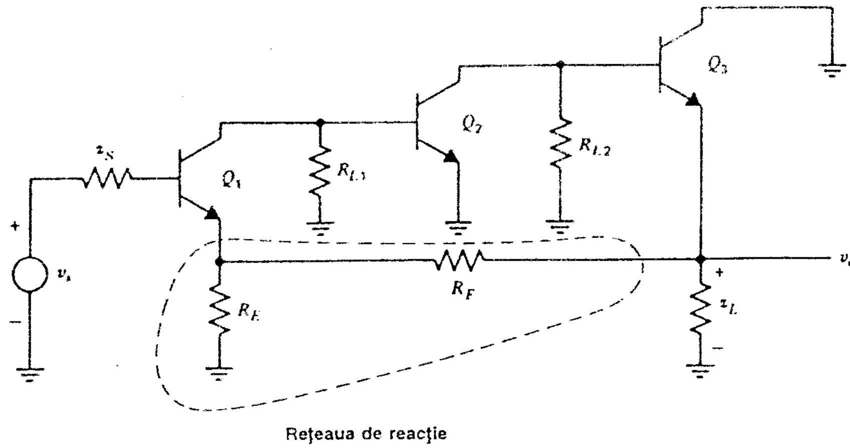


Fig. 8.28 Circuit cu reacție serie-șunt.

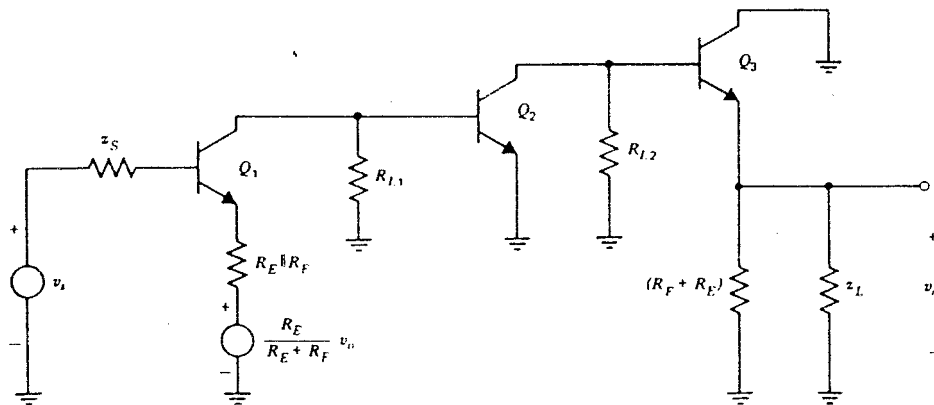


Fig. 8.29 Circuitul echivalent al circuitului din fig. 8.28, utilizând reprezentarea rețelei de reacție ca diport.

un diport, parametrii convenabili fiind parametrii h (vezi fig. 8.29). Parametrii h pentru această rețea de reacție sunt dați de (8.131), (8.132) și (8.133). Se neglijează h_{21f}. Analiza circuitului din fig. 8.29 se desfășoară apoi în modalitatea obișnuită; este bine însă de subliniat un ultim aspect. Dacă se compară circuitele din fig. 8.29 și fig. 8.19c (presupunând că R_{E2} din fig. 8.19c este egală cu z_L din fig. 8.29, pentru a le face identice), este evidentă o mică diferență. În fig. 8.19c rezistența din emitorul lui Q_1 este $R_{E1} \| (R_F+R_{E2})$ în timp ce în fig. 8.29 este $R_E \| R_F$. Această diferență este insignifiantă fiind de fapt o măsură a gradului de aproximație implicat de această analiză.

8.5.4 Reacția șunt-serie

Schema de principiu a reacției șunt-serie a fost prezentată în fig. 8.11. În acest caz amplificatorul de bază și rețeaua de reacție au la intrare aceeași tensiune iar la ieșire același curent. Pentru acest caz cei mai potriviți sunt parametrii hibrizi, g, definiți în fig. 8.30.



$$i_1 = g_{11} v_1 + g_{12} i_2$$
$$v_2 = g_{21} v_1 + g_{22} i_2$$

$$g_{11} = \left.\frac{i_1}{v_1}\right|_{i_2 = 0} \qquad g_{12} = \left.\frac{i_1}{i_2}\right|_{v_1 = 0}$$

$$g_{21} = \left.\frac{v_2}{v_1}\right|_{i_2 = 0} \qquad g_{22} = \left.\frac{v_2}{i_2}\right|_{v_1 = 0}$$

Fig. 8.30 Reprezentarea unui diport prin parametrii g.

Circuitul cu reacție este prezentat în fig. 8.31*a*. La intrarea circuitului

$$i_s = (y_S + g_{11a} + g_{11f})v_i + (g_{12a} + g_{12f})i_o \tag{8.139}$$

iar la ieșire

$$0 = (g_{21a} + g_{21f})v_i + (z_L + g_{22a} + g_{22f})i_o \, . \tag{8.140}$$

Introducând următorii parametri, definiți de relațiile

$$y_i = y_S + g_{11a} + g_{11f} \, , \tag{8.141}$$

$$z_o = z_L + g_{22a} + g_{22f} \tag{8.142}$$

și făcând presupunerile

$$|g_{12a}| \ll |g_{12f}| \, , \tag{8.143}$$

$$|g_{21a}| \gg |g_{21f}| \tag{8.144}$$

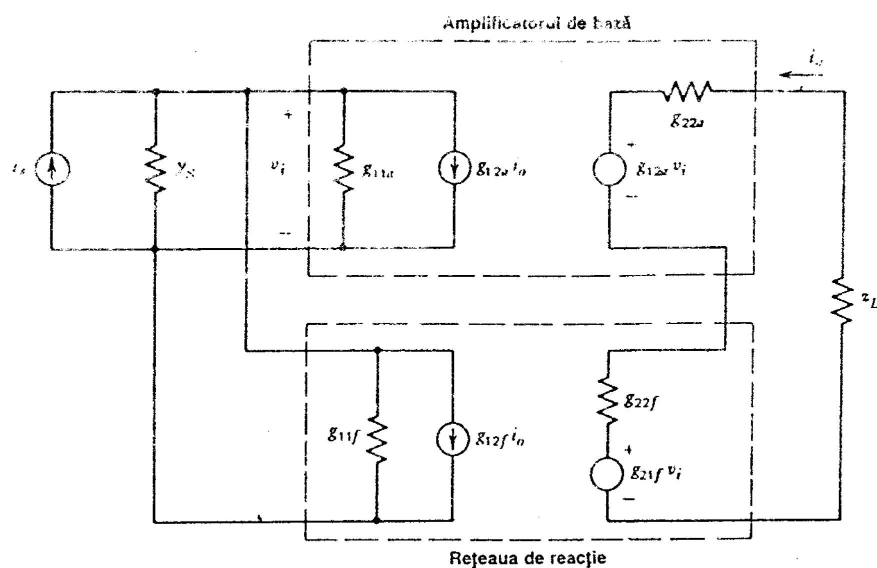
se poate arăta că

$$\frac{i_o}{i_s} = A \approx \frac{\dfrac{-g_{21a}}{y_i z_o}}{1 + \left[-\dfrac{g_{21a}}{y_i z_o}\right] g_{12f}} = \frac{a}{1 + af} \tag{8.145}$$

unde

$$a = -\frac{g_{21a}}{y_i z_o} \, , \tag{8.146}$$

$$f = g_{12f} \, . \tag{8.147}$$



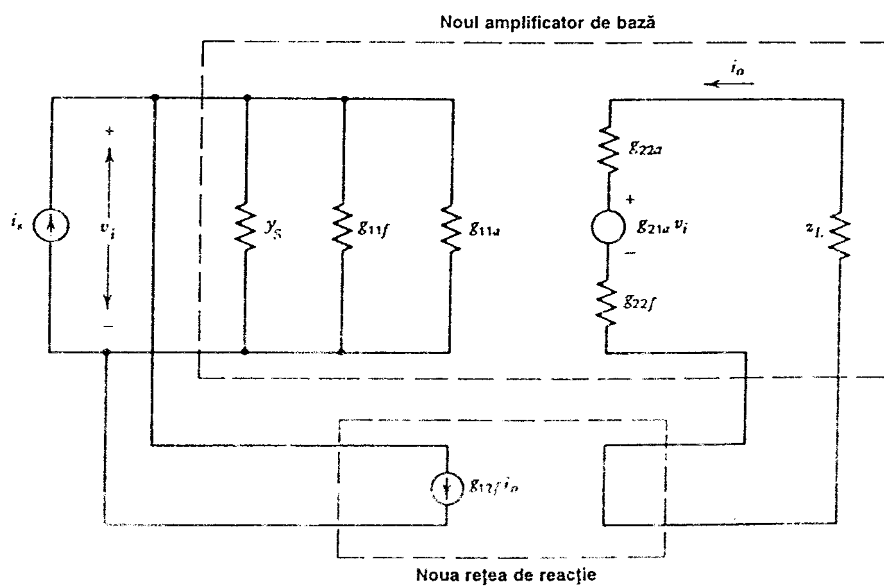


Fig. 8.31 (*a*) Circuitul echivalent general al unei configuraţii de reacţie şunt-serie; se utilizează reprezentarea cu parametrii *g*. (*b*) Circuitul din (*a*) redesenat cu generatoarele $g_{21f}v_i$ şi $g_{12a}i_o$ omise.

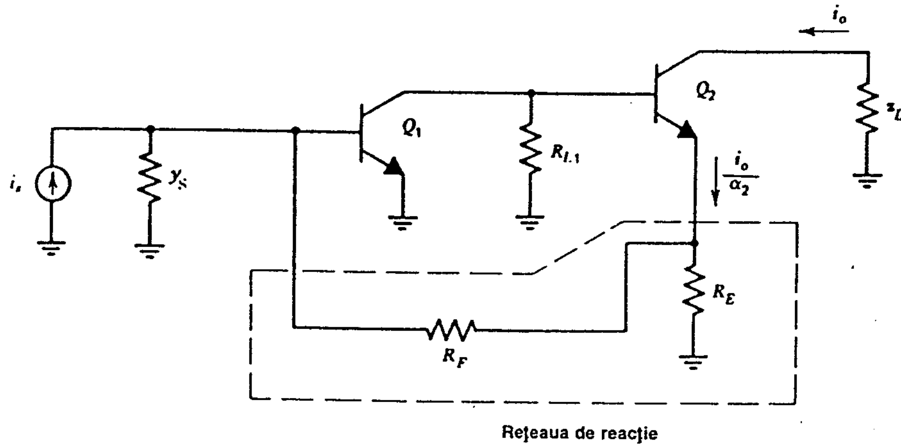


Fig. 8.32 Perechea cu reacţie de curent.

Urmând aceeaşi procedură ca şi în exemplele anterioare, se găseşte şi în acest caz o reprezentare printr-un circuit; eliminând generatoarele $g_{21f}v_i$ şi $g_{21a}i_o$ se ajunge la reprezentarea aproximativă din fig. 8.31*b*. Deoarece această reprezentare corespunde formei pe care o are un circuit cu reacţie ideal se vor putea utiliza toate rezultatele din *Secţiunea 8.4.3*.

Un amplificator cu reacţie şunt-serie des întâlnit îl constituie perechea cu reacţie de curent din fig. 8.32. Deoarece amplificatorul de bază din fig. 8.32 nu poate fi reprezentat printr-un diport nu este posibilă folosirea directă a circuitului din fig. 8.31. Totuşi, la fel ca şi în exemplele anterioare reţeaua de reacţie *se poate* reprezenta printr-un diport, parametrii g — calculaţi folosind fig. 8.33 — fiind:

$$g_{11f} = \left.\frac{i_1}{v_1}\right|_{i_2=0} = \frac{1}{R_E + R_F}, \tag{8.148}$$

$$g_{12f} = \left.\frac{i_1}{i_2}\right|_{v_1=0} = -\frac{R_E}{R_E + R_F}, \tag{8.149}$$

$$g_{22f} = \left.\frac{v_2}{i_2}\right|_{v_1=0} = R_E \| R_F . \tag{8.150}$$

În conformitate cu (8.114) se neglijează g_{21f}. Presupunând că $g_{21f}v_i$ este neglijabil, circuitul din fig. 8.32 se poate redesena ca în fig. 8.34. Acest circuit realizează la intrare situaţia ideală în care cele două semnale se scad.

Factorul de reacţie se identifică direct

$$f = -\frac{R_E}{R_E + R_F}\frac{1}{\alpha_2} . \tag{8.151}$$

Câştigul, a, al amplificatorului de bază se determină prin calcularea câştigului în curent al circuitului din fig. 8.34 în care se pasivizează generatorul de curent de reacţie. Câştigul în curent, global, al amplificatorului cu reacţie se poate calcula apoi din (8.40).

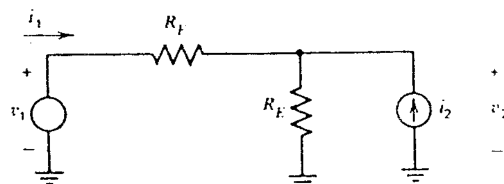


Fig. 8.33 Circuit pentru calculul parametrilor g ai rețelei de reacție din fig. 8.32.

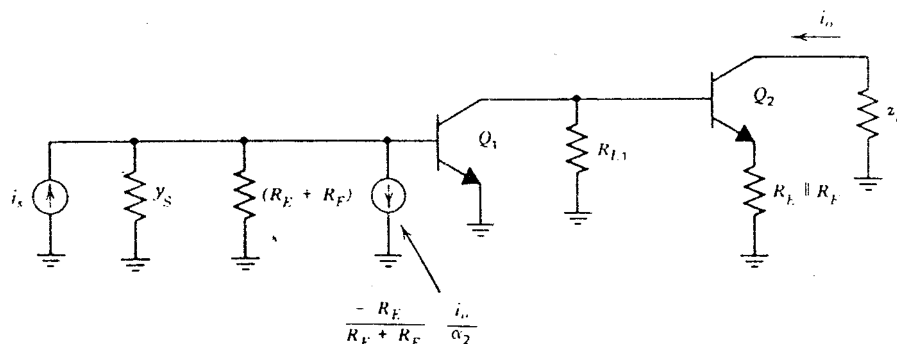


Fig. 8.34 Circuit pentru calculul parametrilor g ai rețelei de reacție din fig. 8.32.

8.5.5 Rezumat

Rezultatele obținute anterior pentru circuitele concrete cu reacție și efectele de încărcare date de rețeaua de reacție se pot rezuma după cum urmează.

Se începe obligatoriu cu identificarea variabilele de intrare și de ieșire și a tipului de reacție — serie sau șunt — la intrare și ieșire.

Factorul de reacție, f, se găsește procedând în felul următor. Dacă la *intrare* reacția este *șunt*, se scurtcircuitează la masă nodul de intrare în care se aplică reacția și se calculează *curentul* de reacție. Dacă la *intrare* reacția este *serie* se lasă *în gol* nodul de intrare în care se aplică reacția și se calculează *tensiunea* de reacție. În ambele cazuri, dacă la *ieșire* reacția este *șunt*, se va ataca rețeaua de reacție cu un *generator de tensiune*. Dacă la *ieșire* reacția este *serie* atacul se va face cu un *generator de curent*.

Efectul de încărcare dat de rețeaua de reacție asupra amplificatorului de bază se determină în modul următor. Dacă la *intrare* reacția este *șunt* efectul de încărcare dat de rețeaua de reacție la *ieșire* se obține *scurtcircuitând* la masă nodul de intrare în care se aplică reacția. Dacă la *intrare* reacția este *serie* efectul de încărcare dat de rețeaua de reacție la *ieșire* se obține lăsând în gol nodul de intrare în care se aplică reacția. Efectul de încărcare dat de rețeaua de reacție la *intrare* se obține în mod similar *scurtcircuitând* la masă sau lăsând în *gol* nodul de ieșire din care se ia reacția, după cum reacția este la *ieșire șunt*, respectiv *serie*.

Aceste „rețete" împreună cu alte informații utile sunt rezumate în *Tabelul 8.1*.

Tabelul 8.1

Tipul de reacţie	Reprezentarea ca diport prin parametrii	Mărimea de la ieşire	Mărimea de la intrare	Funcţia de transfer stabilizată	Z_i	Z_o	Pentru a calcula încărcarea dată de reţeaua de reacţie		Pentru a calcula funcţia de transfer a reţelei de reacţie
							la intrare	la ieşire	
şunt-şunt	y	v_o	i_s	$\frac{v_o}{i_s}$ Trans-rezistenţă	Mică	Mică	Se scurtcircuitează nodul de la ieşire din care se ia reacţia	Se scurtcircuitează nodul de la intrare în care se aplică reacţia	La ieşirea reţelei de reacţie se aplică o sursă de tensiune (comandă în tensiune) şi se calculează curentul de scurtcircuit la intrarea sa
şunt-serie	g	i_o	i_s	$\frac{i_o}{i_s}$ Câştig în curent	Mică	Mare	Se lasă în gol nodul de la ieşire din care se ia reacţia	Se scurtcircuitează nodul de la intrare în care se aplică reacţia	La ieşirea reţelei de reacţie se aplică o sursă de tensiune (comandă în tensiune) şi se calculează curentul de scurtcircuit la intrarea sa
serie-şunt	h	v_o	v_s	$\frac{v_o}{v_s}$ Câştig în tensiune	Mare	Mică	Se scurtcircuitează nodul de la ieşire din care se ia reacţia	Se lasă în gol nodul de la intrare în care se aplică reacţia	La ieşirea reţelei de reacţie se aplică o sursă de curent (comandă în curent) şi se calculează tensiunea care apare în gol la intrarea sa
serie-serie	z	i_o	v_s	$\frac{i_o}{v_s}$ Trans-conductanţă	Mare	Mare	Se lasă în gol nodul de la ieşire din care se ia reacţia	Se lasă în gol nodul de la intrare în care se aplică reacţia	La ieşirea reţelei de reacţie se aplică o sursă de curent (comandă în curent) şi se calculează tensiunea care apare în gol la intrarea sa

8.6 REACȚIA PE UN SINGUR ETAJ

Discuția de până acum din acest capitol asupra circuitelor cu reacție a fost dirijată în principal spre cazul general al circuitelor care au în amplificatorul de bază mai multe etaje. Totuși, în abordarea unora dintre aceste circuite (cum ar fi de exemplu tripletul cu reacție serie-serie din fig. 8.19*a*) s-a ajuns la circuite echivalente în care unul sau mai multe etaje conțin un rezistor în emitor (vezi fig. 8.19*c*). După cum se va arăta în continuare un astfel de etaj reprezintă el *însuși* un circuit cu reacție. Rezultă că circuitul din fig. 8.19*c* conține în interiorul buclei de reacție alte bucle de reacție, fapt care care un efect direct asupra funcționării amplificatorului. De exemplu rezistorul din emitorul tranzistorului Q_3 din fig. 8.19*c* are un efect liniarizant asupra lui Q_3, la fel ca și reacția globală. Rezultă că este important să se calculeze efectele date atât de buclele de reacție *locale* cât și de bucla de reacție *globală*. Termenul de reacție *locală* este adeseori utilizat în locul termenului de reacție pe *un singur etaj*. Reacția locală se folosește de multe ori în etaje izolate fiind însă întâlnită și în interiorul buclelor de reacție globale. În această secțiune se vor analiza caracteristicile de joasă frecvență pentru două circuite de bază, cu reacție pe un singur etaj.

8.6.1 Reacția locală serie sau degenerarea în emitor

În fig. 8.35*a* este prezentat un etaj cu reacția locală serie, care poate fi identificat drept o configurație degenerată de reacție serie-serie, ca aceea descrisă în *Secțiunea 8.4.4* și în *Secțiunea 8.5.2*. În cazul de față în loc să încercăm să folosim formele generale din aceste secțiuni, vom realiza un calcul mult mai direct lucrând pe circuitul echivalent de semnal mic, la joasă frecvență prezentat în fig. 8.35*b*. Pentru simplitate impedanța sursei de semnal s-a presupus nulă; dacă nu este nulă ea se poate încorpora în r_b. Figura 8.35*b* se redesenează ca în fig. 8.35*c* dacă se realizează echivalarea Thévenin în secțiunea *AA*. Existența unui nod de intrare în care semnalul de la intrare și semnalul de reacție se scad este evidentă; mărimea i_oR_E se identifică drept tensiunea de reacție v_f. Pentru circuitul din fig. 8.35*c* se poate scrie:

$$v_1 = \frac{r_\pi}{r_\pi + r_b + R_E}(v_s - v_f) \,, \tag{8.152}$$

$$i_o = g_m v_1 \,, \tag{8.153}$$

$$v_f = i_o R_E \,. \tag{8.154}$$

Aceste relații au forma ecuațiilor reacției ideale, v_1 fiind tensiunea de eroare, i_o semnalul de ieșire și v_f semnalul de reacție. Din (8.152) și (1.153) se obține

$$i_o = \frac{g_m r_\pi}{r_\pi + r_b + R_E}(v_s - v_f) \tag{8.155}$$

fiind posibil să identificăm

$$a = \frac{g_m r_\pi}{r_\pi + r_b + R_E} = \frac{R_E}{1 + \dfrac{r_b + R_E}{r_\pi}} \,. \tag{8.156}$$

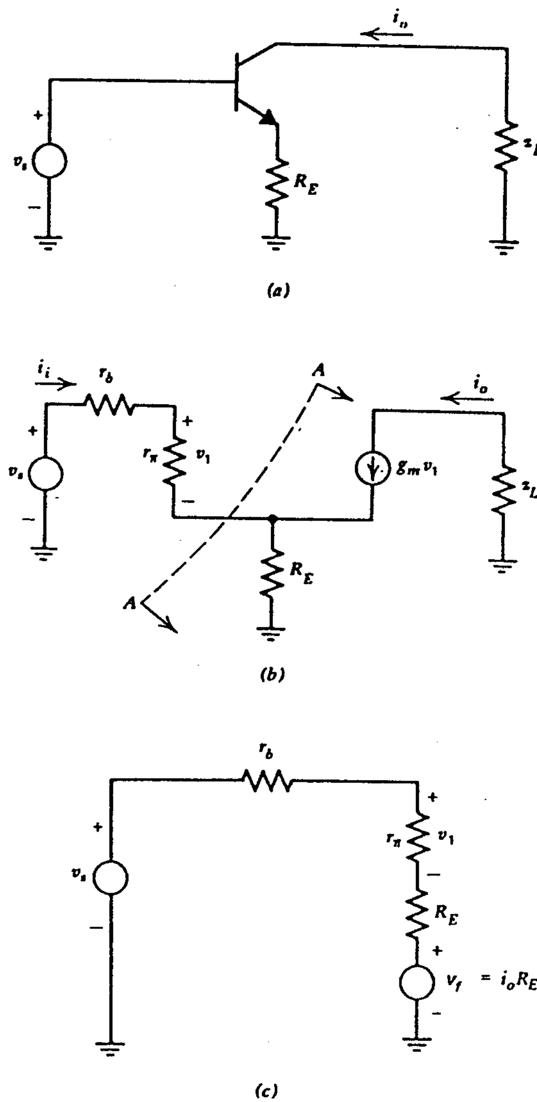


Fig. 8.35 (*a*) Schema unui etaj cu reacție serie. (*b*) Circuitul echivalent de joasă frecvență pentru circuitul din (*a*). (*c*) Circuitul echivalent pentru circuitul din (*b*).

Din (1.184) rezultă

$$f = R_E \,. \tag{8.157}$$

Deci pentru circuitul complet se poate scrie

$$\frac{i_o}{v_s} = A = \frac{a}{1 + af} = \frac{1}{R_E} \frac{1}{1 + \frac{1}{R_E}\left[\frac{1}{g_m} + \frac{r_b + R_E}{\beta_0}\right]} \,. \tag{8.158}$$

Dacă câștigul pe buclă este mare $A \approx 1/R_E$.

Câştigul pe buclă este dat de $T=af$:

$$T = \frac{g_m R_E}{1 + \frac{r_b + R_E}{r_\pi}} \, . \tag{8.159}$$

Dacă $(r_B+R_E) \ll r_\pi$ se găseşte că

$$T \approx g_m R_E \, . \tag{8.160}$$

Rezistenţa de intrare a circuitului este dată de

$$\begin{aligned} \text{rezistenţa de intrare} &= (1+T)\times(\text{rezistenţa de intrare cu } v_f = 0) \\ &= (1+T)(r_b + r_\pi + R_E) \, . \end{aligned} \tag{8.161}$$

Din (8.159) şi (1.161) se obţine:

$$\text{rezistenţa de intrare} = r_b + R_E + r_\pi(1 + g_m R_E) = \tag{8.162}$$

$$= r_b + r_\pi + (\beta_0 + 1)R_E \, . \tag{8.163}$$

Se poate arăta că rezistenţa de ieşire a circuitului, dacă se ţine seama şi de rezistenţa de ieşire, r_o, a tranzistorului, este dată de

$$\text{rezistenţa de ieşire} \approx r_o \left[1 + \frac{g_m R_E}{1 + \frac{r_b + R_E}{r_\pi}} \right] \, . \tag{8.164}$$

După cum era de altfel de aşteptat prin aplicarea reacţiei în emitor se măreşte atât rezistenţa de intrare cât şi cea de ieşire.

■ EXEMPLU

Să se calculeze parametrii de joasă frecvenţă ai etajului cu reacţie serie reprezentat de tranzistorul Q_3 din fig. 8.22*b*. Se vor considera următoarele valori: R_E=88 Ω, r_π=650 Ω, g_m=4/26 A/V, β_0=100, r_b=0.

Încărcarea produsă de Q_3 în colectorul tranzistorului Q_2 este dată de expresia 8.163 a rezistenţei de intrare:

$$R_{i3} = (650 + 101 \times 88)\ \Omega = 9{,}54\ \text{k}\Omega \, . \tag{8.165}$$

Rezistenţa de ieşire care se vede în colectorul tranzistorului Q_3 se poate calcula din (8.164), luând r_b=5kΩ pentru a ţine cont de valoarea finită a rezistenţei de generator (vezi fig. 8.22*b*). Presupunând că pentru Q_3, la I_C=4mA, r_o=25 kΩ, din (8.164) rezultă:

$$R_{o3} = 25 \left[1 + \frac{\frac{4}{26} 88}{1 + \frac{5088}{650}} \right] \text{k}\Omega = 63\ \text{k}\Omega \, . \tag{8.166}$$

Pentru exemplul din fig. 8.22*b* această valoare a rezistenței de ieșire va fi multiplicată cu câștigul pe buclă al tripletei serie-serie.

Atunci când se impune tensiunea de curent alternativ v_4 din colectorul tranzistorului Q_2 din fig. 8.22*c*, curentul de ieșire i_3 prin Q_3 se poate calcula folosind (8.158):

$$\frac{i_3}{v_4} = \frac{1}{88}\,\frac{1}{1+\frac{1}{88}\left[\frac{26}{4}+\frac{88}{100}\right]}\ \mathrm{A/V} = \frac{1}{95{,}4}\ \mathrm{A/V}\ . \qquad (8.167)$$

Se observă că în calculele de mai sus rezistența efectivă de generator este zero deoarece tensiunea v_4 din baza lui Q_3 este dată de un generator de tensiune.

8.6.2 Reacția locală șunt

În fig. 8.36*a* este prezentat un etaj cu reacție locală șunt. Circuitul echivalent de semnal mic, la joasă frecvență este indicat în fig. 8.36*b* în care, pentru simplitate, s-au omis rezistența bazei și rezistența de generator. La fel ca și în cazul reacției locale serie, vom face un calcul direct lucrând pe circuitul echivalent. Câștigul pe buclă al circuitului din fig. 8.36*b* se estimează cu ușurință din raportul de returnare inserând în locul generatorului controlat o sursă de curent de test și calculând apoi transmisia pe buclă. Se obține:

$$RR = \beta_0 \frac{R_L}{R_L + R_F + r_\pi} \approx T \qquad (8.168)$$

Analiza fig. 8.36*b* arată că funcția de transfer cu reacția aplicată este

$$A = \frac{v_o}{i_i} \approx \frac{-R_F}{1 + \frac{R_L + R_F + r_\pi + R_L r_\pi / R_F}{\beta_o R_L}} = \qquad (8.169)$$

$$\approx \frac{-R_F}{1 + \frac{1}{T}}\ . \qquad (8.169a)$$

Pentru valori mari ale câștigului pe buclă (8.169a) devine

$$\frac{v_o}{i_i} \approx -R_F\ . \qquad (8.170)$$

Rezistența de ieșire se calculează cel mai ușor direct din fig. 8.36*b*:

$$R_o = \frac{R_F + r_\pi}{\beta_0 + 1} \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_F}{\beta_0 + 1}\ . \qquad (8.171)$$

După cum era de așteptat R_o are o valoare mică, limitată inferior la $1/g_m$, pe măsură ce se micșorează R_F sau se crește β_o. Rezistența de intrare rezultă din fig. 8.36*b*:

$$R_i \approx r_\pi \parallel \frac{R_F + R_L}{1 + g_m R_L}\ . \qquad (8.172)$$

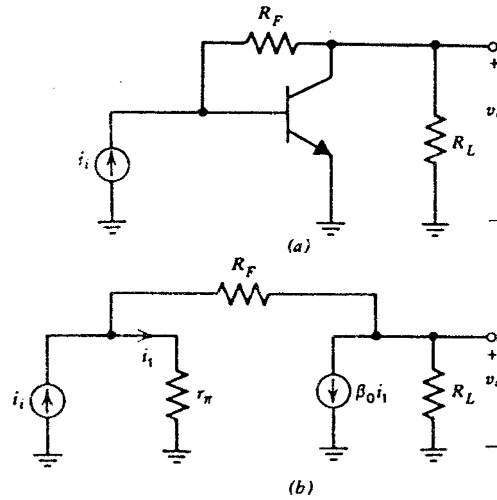


Fig. 8.36 (*a*) Schema unui etaj cu reacţie şunt. (*b*) Circuitul echivalent de joasă frecvenţă pentru circuitul din (*a*).

Rezistenţa de intrare este mică, după cum era de altfel de aşteptat în cazul unei reacţii şunt la intrare. Se observă că (8.172) dă un rezultat similar cu cel dat de aproximaţia Miller, utilizând în locul capacităţii rezistenţa de reacţie.

■ EXEMPLU

Să se calculeze parametrii de joasă frecvenţă ai circuitului din fig. 8.36*a* dacă $R_F=10$ kΩ, $R_L=5$ kΩ, $\beta_0=100$, $I_C=1$ mA şi $r_\pi=2{,}6$ kΩ.

Câştigul pe buclă pentru circuitul cu reacţie şunt este dat de (8.168):

$$T = 100\,\frac{5}{5+10+2{,}6} = 28{,}4\ . \tag{8.173}$$

Funcţia de transfer se obţine din (8.169a):

$$\frac{v_o}{i_i} = \frac{10\ \text{k}\Omega}{1+\dfrac{1}{28{,}4}} = -9{,}66\ \text{k}\Omega\ . \tag{8.174}$$

Rezistenţa de ieşire rezultă din (8.171),

$$R_o = \left(26 + \frac{10000}{101}\right)\ \Omega = 125\ \Omega\ , \tag{8.175}$$

iar rezistenţa de intrare din (8.172):

$$R_i = 2600\ \|\ \frac{10000+5000}{1+\dfrac{5000}{26}}\ \Omega = 75{,}4\ \Omega\ . \tag{8.176}$$

8.7 STABILIZATORUL DE TENSIUNE CA CIRCUIT CU REACŢIE

În cele ce urmează se va examina funcţionarea unui stabilizator de tensiune ca o ultimă ilustrare a unui circuit cu reacţie concret. Această secţiune s-a introdus urmărind atât punerea în evidenţă a modului de utilizare al reacţiei în practică cât şi descrierea elementelor proiectării unui stabilizator de tensiune.

Stabilizatoarele de tensiune sunt componente larg utilizate care acceptă la intrare o tensiune de curent continuu cu o valoare cu toleranţă mare (sau chiar variabilă), producând la ieşire o tensiune cu o valoare bine specificată care poate fi utilizată apoi ca tensiune de alimentare pentru alte circuite[4]. În acest fel fluctuaţiile tensiunii de alimentare sunt practic eliminate obţinându-se o funcţionare mai bună a circuitelor alimentate de la o astfel de sursă.

Tipul cel mai obişnuit de stabilizator este acela „serie", prezentat schematic în fig. 8.37. Denumirea „serie" provine din faptul că tensiunea de la ieşire este controlată de un tranzistor de putere plasat în serie cu ieşirea. Acest tranzistor constituie ultimul etaj al unui amplificator de tensiune de câştig mare (vezi fig. 8.37).

În proiectarea acestui tip de circuite se utilizează multe din tehnicile de circuit discutate în capitolele anterioare. O parte a schemei serveşte pentru generarea unei tensiuni de referinţă stabilă, V_R, utilizând fie o diodă Zener fie o referinţă de bandă interzisă (vezi *Capitolul 4*). Această tensiune se aplică pe intrarea neinversoare a unui amplificator de câştig mare, unde este comparată cu o fracţiune din tensiunea de la ieşire, obţinută prin rezistoarele R_1 şi R_2. Se poate recunoaşte o configuraţie de reacţie serie-şunt.

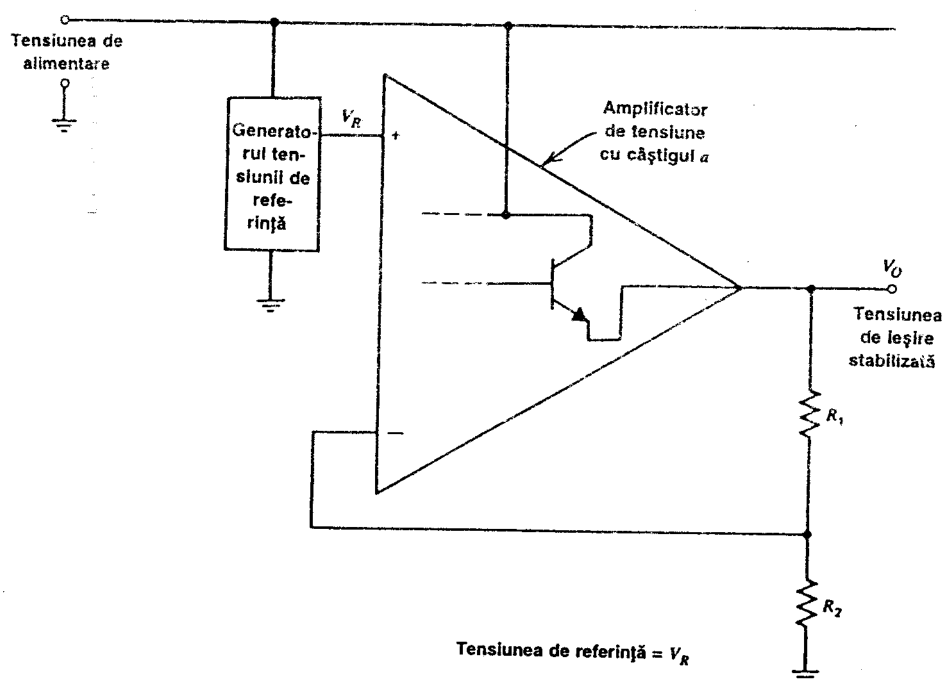


Fig. 8.37 Schema de principiu a unui stabilizator serie de tensiune.

Pentru valori mari ale câştigului pe buclă din (8.137) se obţine

$$V_O = V_R \frac{R_1 + R_2}{R_2} . \tag{8.177}$$

Valoarea tensiunii de la ieşire se poate modifica prin variaţia raportului R_1/R_2.

Caracteristicile necesare ale amplificatorului din fig. 8.37 sunt acelea ale unui bun amplificator operaţional (vezi *Capitolul 6*). În particular sunt esenţiale valori mici pentru drift şi ofset astfel încât tensiunea de ieşire V_o să fie cât se poate de stabilă. De observat că datorită reacţiei serie-şunt circuitul va prezenta generatorului tensiunii de referinţă o impedanţă mare de intrare, situaţie care este de dorit pentru a se reduce la minimum efectele de încărcare. În plus, la ieşire (V_o) se va obţine o impedanţă foarte mică, ceea ce realizează exact cerinţa impusă unei adevărate surse de tensiune. Dacă se neglijează efectele de încărcare date de circuitul de reacţie (neglijare valabilă în mod obişnuit în astfel de circuite) rezistenţa de ieşire la joasă frecvenţă a stabilizatorului va fi dată de (8.29):

$$R_o = \frac{r_{oa}}{1 + T} . \tag{8.178}$$

În această expresie

$$T = a \frac{R_2}{R_1 + R_2} , \tag{8.179}$$

unde r_{oa} este rezistenţa de ieşire a amplificatorului fără reacţie şi a câştigul direct al amplificatorului stabilizatorului. Dacă tensiunea de la ieşirea stabilizatorului se modifică prin schimbarea raportului R_1/R_2, din (8.178) şi (8.179) rezultă că se schimbă şi T, deci şi R_o. Presupunând că tensiunea V_R este constantă şi că $T \gg 1$, această comportare se descrie înlocuind (8.177) şi (8.179) în (8.178), obţinându-se

$$R_o = \frac{r_{oa}}{a V_R} V_O , \tag{8.180}$$

relaţie care arată că R_o este o funcţie de V_o dacă a, V_R şi r_{oa} sunt constante. Pentru o variaţie Δi_o a curentului debitat de stabilizator tensiunea V_o variază cu ΔV_o:

$$\Delta V_O = R_o \Delta I_O . \tag{8.181}$$

Înlocuind (8.180) în (8.181) se găseşte

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{r_{oa}}{a V_R} \Delta I_O . \tag{8.182}$$

relaţie care permite calculul *stabilizării faţă de variaţiile sarcinii*. Această stabilizare este descrisă de un parametru, larg utilizat pentru caracterizarea stabilizatoarelor, definit de variaţia procentuală a tensiunii V_o care se obţine pentru o variaţie specificată a curentului I_o; evident, valoarea acestui parametru este de dorit să fie cât se poate de mică.

Un alt parametru de uz comun în caracterizarea stabilizatoarelor este *stabilizarea faţă de variaţiile tensiunii de intrare*, definită ca variaţia procentuală a tensiunii de la ieşire pentru o variaţie specificată a tensiunii de la intrare. Deoarece V_o este direct proporţională cu V_R, stabilizarea faţă de variaţiile tensiunii de la intrare este determinată de variaţia tensiunii de referinţă V_R indusă de variaţiile tensiunii de la intrare, fiind dependentă de circuitul particular utilizat pentru referinţă.

În calitate de exemplu de circuit concret de stabilizator vom considera stabilizatorul monolitic de tensiune 723 a cărui schemă este dată în fig. 8.38. Corespondenţa cu fig. 8.37 se poate stabili observând că porţiunea din fig. 8.38 de la stânga liniei punctate este generatorul tensiunii de referinţă. Rezistenţele divizorului R_1 şi R_2 din fig. 8.37 sunt notate în fig. 8.38 R_A şi R_B; ele sunt exterioare cipului. Tranzistorul de ieşire de putere, Q_{15}, se află pe cip; împreună cu tranzistorul Q_{14} realizează o configuraţie Darlington pentru a se obţine un câştig mare. La realizarea câştigului amplificatorului cel mai mult contribuie perechea diferenţială Q_{11} şi Q_{12}, împreună cu sarcina activă Q_8. Rezistorul R_C cuplează tensiunea de referinţă la amplificatorul de eroare. C_2 este un capacitor exterior necesar pentru a preveni oscilaţiile în bucla de reacţie de câştig mare. Funcţia sa este discutată în *Capitolul 9*.

■ EXEMPLU

Să se calculeze punctul static de funcţionare şi stabilizarea faţă de variaţiile sarcinii pentru stabilizatorul 723. Se va presupune că valoarea tensiunii de alimentare este de 15 V.

Calculul punctului static de funcţionare începe cu acea parte a circuitului aflată în partea stângă a fig. 8.38. Tranzistorul cu efect de câmp cu canal n, monolitic, Q_1 are grila conectată la sursă funcţionând deci ca o sursă de curent constant care polarizează dioda Zener, D_1. Dioda Zener D_1 produce o tensiune de aproximativ 6,2 V, determinând prin Q_2 un curent de referinţă:

$$I_{C2} = -\frac{6,2 - V_{BE2}}{R_1 + R_2} = -\frac{6,2 - 0,6}{16000}\ \text{A} = -348\ \mu\text{A}\ . \tag{8.183}$$

Se observă că I_{C2} este aproape independent de tensiunea de alimentare deoarece depinde numai de tensiunea Zener a diodei D_1, diodă care este polarizată de tranzistorul Q_1 la un curent practic constant. Căderea de tensiune pe R_1 şi pe Q_2 stabileşte valoarea curentului surselor de curent Q_3, Q_7 şi Q_8:

$$I_{C7} = I_{C8} = -174\ \mu\text{A}\ , \tag{8.184}$$

$$I_{C3} = -10,5\ \mu\text{A}\ . \tag{8.185}$$

Sursa de curent Q_3 stabileşte punctul de funcţionare în circuitul referinţei de tensiune compus din tranzistoarele Q_4, Q_5, Q_6, rezistoarele R_6, R_7, R_8 şi dioda Zener D_2. Acest circuit se poate considera drept o variantă a sursei de curent Wilson descrisă în *Capitolul 4*; bucla de reacţie negativă forţează valoarea curentului prin tranzistorul Q_6 să fie egală cu I_{C3}, astfel că

$$I_{C6} = 10,5\ \mu\text{A}\ , \tag{8.186}$$

dacă se neglijează curentul de bază al tranzistorului Q_4.

Tensiunea la ieşirea referinţei de tensiune este dată de suma dintre tensiunea unei diode Zener D_2 şi tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_6. Coeficienţii de temperatură ai acestor două tensiuni tind să se anuleze reciproc, obţinându-se o tensiune de referinţă de aproximativ 6,8 V cu un coeficient de temperatură de aproximativ 0,2 mV/°C. Curentul prin dioda Zener este stabilit de tensiunea V_{BE6} şi rezistorul R_8:

$$I_{D2} = \frac{V_{BE6}}{R_8} = \frac{600}{5}\ \mu\text{A} = 120\ \mu\text{A}\ . \tag{8.187}$$

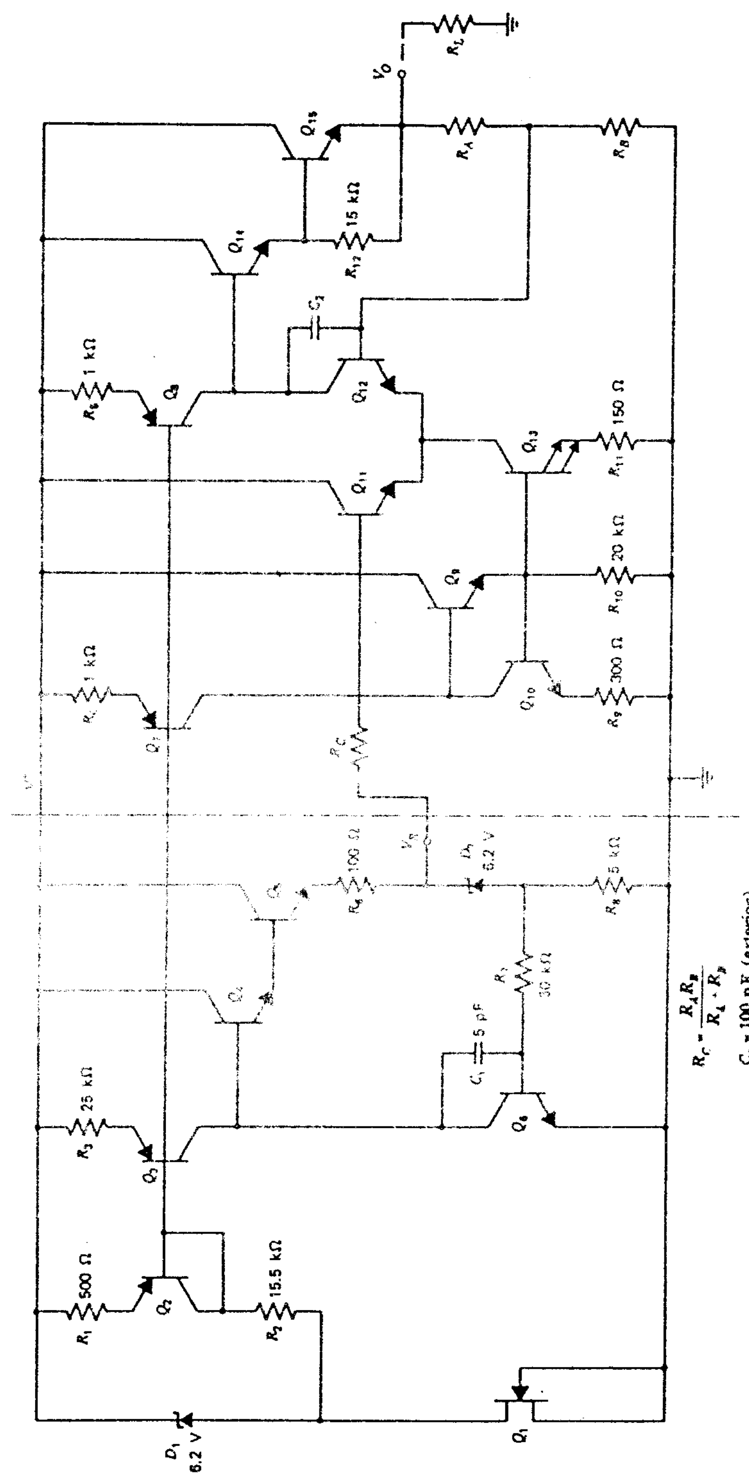


Fig. 8.38 Schema stabilizatorului de tensiune monolitic 723.

Perechea Darlington formată de tranzistoarele Q_4, Q_5 determină un câştig pe buclă mare care duce la o valoare foarte redusă a impedanţei de ieşire care se vede în nodul corespunzător tensiunii de referinţă. Rezistorul R_6 limitează curentul protejând tranzistorul Q_5, în cazul unui scurtcircuit accidental la masă al nodului corespunzător tensiunii de referinţă. Rezistorul R_7 şi capacitatea C_1 realizează compensarea la înaltă frecvenţă necesară pentru a preveni oscilaţiile în bucla de reacţie. De observat că reacţia este şunt în nodul de ieşire. Orice modificare a tensiunii de referinţă (dată de exemplu, de încărcare) este detectată în baza tranzistorului Q_6, amplificată şi trimisă în baza tranzistorului Q_4, deci înapoi la ieşire, cu semn contrar variaţiei originare.

Stabilirea punctului static de funcţionare al amplificatorului de ieşire se realizează prin intermediul surselor de curent realizate cu tranzistoarele Q_7 şi Q_8. Curentul prin tranzistorul Q_7 este practic egal cu curentul prin tranzistorul Q_{10} (se neglijează curentul de bază al tranzistorului Q_9). Tranzistorul Q_{13} are o arie de emitor de două ori mai mare decât tranzistorul Q_{10}, iar rezistenţa din emitor este egală cu jumătate din aceea din emitorul tranzistorului Q_{10}. Rezultă că

$$I_{C13} = 2I_{C10} = 2I_{C7} = 348\ \mu\text{A}\ . \qquad (8.188)$$

Tranzistorul Q_9 asigură câştigul în curent necesar pentru a reduce la minimum efectul curenţilor de bază ai tranzistoarelor Q_{10} şi Q_{13}. Acest tip de sursă de curent a fost discutat în *Capitolul 4*.

Curentul din punctul static de funcţionare prin fiecare jumătate a perechii diferenţiale Q_{11}, Q_{12} va fi deci

$$I_{C11} = I_{C12} = \frac{I_{C13}}{2} = 174\ \mu\text{A}\ . \qquad (8.189)$$

Deoarece tranzistorul Q_8 şi rezistorul R_5 sunt identice cu tranzistorul Q_7 şi, respectiv, cu rezistorul R_4 curentul prin Q_8 va fi

$$I_{C8} = -178\ \mu\text{A}\ . \qquad (8.190)$$

Tranzistorul Q_8 funcţionează ca sarcină activă pentru Q_{12}. Deoarece valorile nominale ale curenţilor de colector prin aceste două tranzistoare sunt egale, şi valoarea nominală a tensiunii de ofset la intrare a perechii diferenţiale este nulă.

Curentul prin tranzistorul de putere de la ieşire, Q_{15}, depinde de valoarea rezistenţei de sarcină, putând să ajungă până la 150 mA înainte ca circuitul de protecţie la supracurent* să înceapă să acţioneze. Rezistorul R_{12} asigură pentru tranzistorul Q_{14} un curent static de cel puţin 0,04 mA (0,6 V/15 kΩ), chiar şi atunci când curentul prin tranzistorul Q_{15} este mic şi/sau câştigul său în curent este mare.

Pentru calculul stabilizării faţă de variaţiile sarcinii pentru stabilizatorul de tensiune 723, expresia 8.182 arată că este necesară determinarea câştigului cu bucla deschisă şi a rezistenţei de ieşire pentru amplificatorul stabilizatorului. În acest scop în fig. 8.39 se prezintă circuitul diferenţial echivalent de curent alternativ al acestui amplificator. Rezistenţa de sarcină R_{L12} este rezistenţa de ieşire prezentată de tranzistorul Q_8:

$$R_{L12} \approx r_{o8}(1 + g_{m8}R_5)\ . \qquad (8.191)$$

* Acest circuit nu este indicat în fig. 8.38.

Presupunând că tensiunea Early a tranzistorului Q_8 este de 100 V şi că $I_{C8} = -174$ μA rezultă valoarea lui R_{L12}:

$$R_{L12} = \frac{100}{0,174}\left[1 + \frac{0,174}{26}1000\right] \text{k}\Omega = 4,42 \text{ M}\Omega\ . \tag{8.192}$$

Deoarece $g_{m11} = g_{m12}$ impedanţa în emitorul lui Q_{12} înjumătăţeşte transconductanţa şi dă o rezistenţă de ieşire efectivă

$$R_{o12} = \left[1 + g_{m12}\frac{1}{g_{m11}}\right] r_{o12} \tag{8.193}$$

unde r_{o2} este rezistenţa de ieşire a lui Q_{12}, având o valoare de 575 kΩ dacă tensiunea Early este de 100 V. Deci

$$R_{o12} = 1,15 \text{ M}\Omega\ . \tag{8.194}$$

Rezistenţa de sarcină exterioară, R_L, determină curentul prin sarcină şi deci curenţii prin Q_{14} şi Q_{15}. Cu toate acestea R_L nu va fi inclusă în calculul rezistenţei de ieşire de semnal mic, deoarece rezistenţa de ieşire este rezistenţa pe care o vede R_L când priveşte spre circuit, de la terminalul de ieşire. Deci pentru a calcula rezistenţa de ieşire de curent alternativ, R_L se va putea presupune infinită; ca urmare perechea Darlington Q_{14}, Q_{15} nu va introduce nici o încărcare în colectorul lui Q_{12}. Câştigul de tensiune al circuitului este:

$$a = \left|\frac{v_o}{v_i}\right| = \left|\frac{v_1}{v_i}\right| = \frac{g_{m12}}{2}(R_{o12} \| R_{L12}) = \frac{0,174}{26}\frac{1}{2}(1,15 \| 4,42)\times 10^6 = 3054\ . \tag{8.195}$$

Rezistenţa de ieşire, r_{oa}, a circuitului din fig. 8.39 este rezistenţa de ieşire a unui repetor pe emitor Darlington. Dacă se presupune că R_{12} este mare în comparaţie cu $r_{\pi 15}$ atunci

$$r_{oa} = \frac{1}{g_{m15}} + \frac{1}{\beta_{15}}\left[\frac{1}{g_{m14}} + \frac{R_s}{\beta_{14}}\right] \tag{8.196}$$

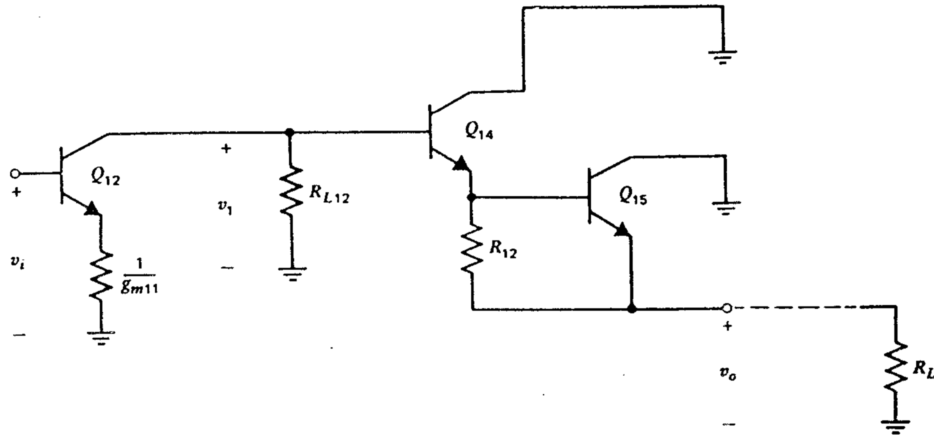


Fig. 8.39 Circuitul echivalent de curent alternativ al amplificatorului de eroare din stabilizatorul de tensiune 723.

unde

$$R_s = R_{o12} \| R_{L12} = 913 \text{ k}\Omega . \tag{8.197}$$

Presupunem că prin tranzistorul Q_{15} trece un curent de 20 mA, iar prin tranzistorul Q_{14} un curent de 0,5 mA şi că $\beta_{14}=\beta_{15}=100$; prin înlocuirea acestor valori în relaţia 8.196 se obţine:

$$r_{oa} = \left[1,3 + \frac{1}{100}\left[52 + \frac{913000}{100}\right]\right] \Omega = (1,3 + 92)\ \Omega = 93\ \Omega . \tag{8.198}$$

Înlocuind r_{oa} şi a în relaţia 8.182 şi folosind valoarea $V_R=6,8$ V se obţine pentru stabilizarea faţă de variaţiile sarcinii

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{93}{3054 \times 6,8}\Delta I_O = 4,5 \times 10^{-3} \Delta I_O \tag{8.199}$$

relaţie în care ΔI_O este exprimat în A.

Dacă ΔI_O este de 50 mA din (8.199) rezultă

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = 2 \times 10^{-4} = 0,02\% . \tag{8.200}$$

Aceste rezultat este apropiat de valoarea de 0,03% dată în foaia de catalog. Se observă valoarea extrem de mică a variaţiei procentuale a tensiunii de la ieşire pentru o variaţie de 50 mA a curentului de sarcină.

PROBLEME

8.1 (*a*) Într-un amplificator cu reacţie câştigul amplificatorului este $a=100000$ iar factorul de reacţie $f=10^{-3}$. Să se calculeze câştigul global (cu reacţie) A şi variaţia procentuală a câştigului A în condiţiile în care a se modifică cu 10%.
(*b*) Să se repete punctul (*a*) dacă $f=0,1$.

8.2 Pentru caracteristica din fig. 8.2 sunt valabile următoarele date: $S_{o2}=15$ V, $S_{o1}=7$ V, $a_1=50000$, $a_2=20000$.
(*a*) Să se calculeze şi să se schiţeze caracteristica de transfer globală din fig. 8.3 pentru amplificatorul descris de datele anterioare atunci când i se aplică o reacţie negativă cu $f=10^{-4}$.
(*b*) Să se repete punctul (*a*) pentru $f=0,1$.

8.3 (*a*) În condiţiile *Problemei 8.2b* să se schiţeze formele de undă ale tensiunii de la ieşire, S_o, şi ale tensiunii de eroare S_ε, dacă la intrare se aplică o undă sinusoidală, S_i, cu o amplitudine de 1,5 V.
(*b*) Să se repete punctul (*a*) pentru cazul în care amplitudinea semnalului de la intrare este de 2 V.

8.4 Să se verifice expresiile 8.40, 8.41 şi 8.42 pentru un amplificator cu reacţie şunt-serie.

8.5 Să se verifice expresiile 8.43, 8.44 şi 8.45 pentru un amplificator cu reacţie serie-serie.

8.6 Să se calculeze impedanţa de intrare, impedanţa de ieşire, câştigul pe buclă şi câştigul global pentru amplificatorul cu reacţie şunt-şunt din fig. 8.15*a* dacă R_F=100 kΩ şi R_L=15 kΩ. Pentru amplificatorul operaţional se va lua R_i=500 kΩ. R_o=200 Ω şi a_v=75000.

8.7 Schema de curent alternativ a unui amplificator cu reacţie şunt-şunt este prezentată în fig. 8.40. Toţi curenţii de colector sunt de 1 mA; se va lua β=200, V_A=50 V, şi r_b=0.
(*a*) Să se calculeze câştigul global v_o/v_i, câştigul pe buclă, impedanţa de intrare şi impedanţa de ieşire la joasă frecvenţă.
(*b*) În cazul în care circuitul este atacat de un generator cu o rezistenţă de 1 kΩ, care este noua valoare a rezistenţei de ieşire a circuitului?

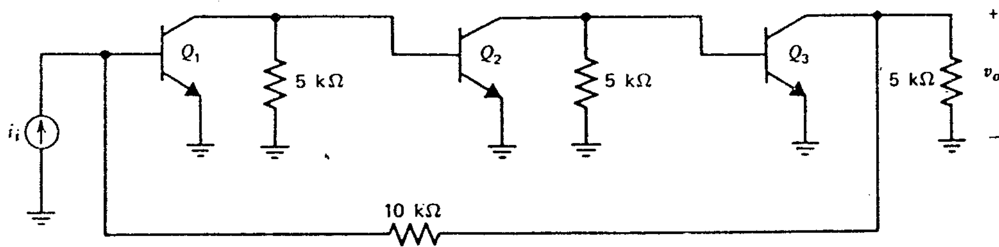


Fig. 8.40 Schema de curent alternativ a unui amplificator cu reacţie şunt-şunt.

8.8 În fig. 8.19*a* este dat semicircuitul corespunzător unui triplet serie-serie diferenţial, monolitic. Să se calculeze impedanţa de intrare, impedanţa de ieşire, câştigul pe buclă şi câştigul global al semicircuitului la joasă frecvenţă utilizându-se următoarele date: $R_{E1}=R_{E2}$=290 Ω, R_F=1,9 kΩ, R_{L1}=10,6 kΩ, R_{L2}=6 kΩ. Pentru tranzistoare se va lua I_{C1}=0,5 mA, I_{C2}=0,77 mA, I_{C5}=0,73 mA, β=120, r_b=0 şi V_A=40 V.

8.9 Să se repete *Problema 8.8* în situaţia în care semnalul de ieşire este dat de tensiunea din emitorul lui Q_3.

8.10 În fig. 8.41 este prezentată schema unui amplificator cu reacţie. Pentru tranzistoare se va lua: β_{npn}=200, β_{pnp}=100, $V_{BE(on)}$=0,7 V, r_b=0 şi $V_A=\infty$. Tensiunea de curent continuu de la intrare este nulă. Să se calculeze câştigul global v_o/v_i, câştigul pe buclă şi impedanţele de intrare şi ieşire la joasă frecvenţă. Se vor compara rezultatele obţinute prin calcul manual cu acelea obţinute prin simularea cu SPICE. Folosind SPICE se va trasa caracteristica completă de semnal mare şi se vor determina distorsiunile de armonica a doua şi distorsiunile de armonica a treia ale semnalului V_o, în condiţiile aplicării la intrare a unui semnal sinusoidal v_i cu o valoare vârf la vârf de 0,5 V.

8.11 În fig. 8.42 este prezentat un amplificator diferenţial monolitic cu reacţie serie-şunt.
(*a*) Să se calculeze curentul din punctul static de funcţionare pentru fiecare tranzistor dacă tensiunea de intrare de mod comun este nulă. Se va presupune că β este mare.
(*b*) Să se calculeze câştigul în tensiune, impedanţa de ieşire şi câştigul pe buclă pentru acest circuit, la joasă frecvenţă folosind următoarele date: β=100, r_b=50 Ω, $V_A=\infty$, $V_{BE(on)}$=0,7 V.

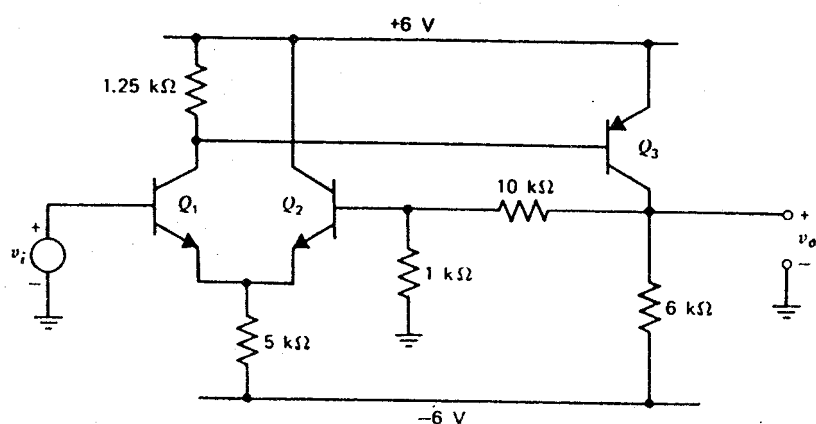


Fig. 8.41 Schema unui amplificator cu reacţie.

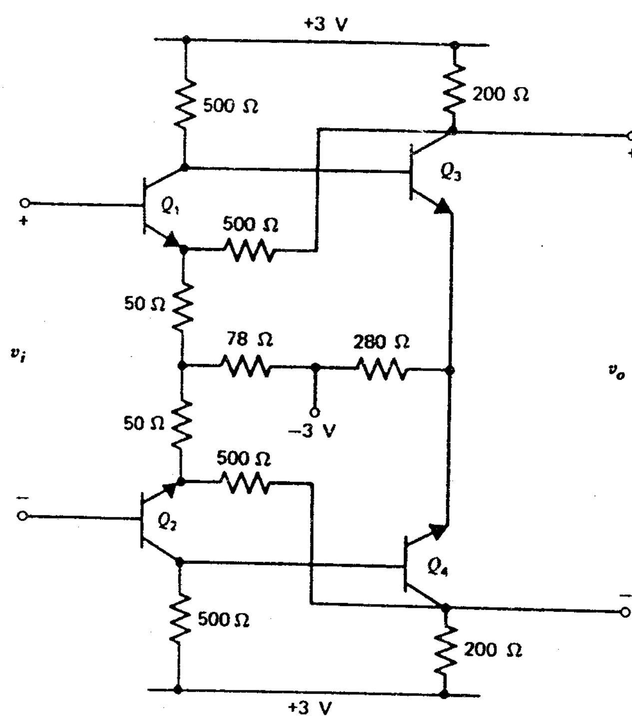


Fig. 8.42 Amplificator diferenţial cu reacţie serie-şunt.

(*c*) Se vor compara rezultatele obţinute prin calcul manual cu acelea obţinute prin simularea cu SPICE (se va omite câştigul pe buclă). Folosind SPICE se va trasa caracteristica completă de semnal mare. Tot cu SPICE se va determina coeficientul de temperatură al câştigului în gama −55 °C—+125 °C presupunând pentru rezistenţe un coeficient de temperatură de 1000 ppm/°C.

8.12 Cum se modifică valoarea câştigului pe buclă al circuitului din fig. 8.42 la variaţia următoarelor elemente:

(*a*) Rezistenţa de 50 Ω din emitor, din etajul de intrare;

(*b*) Rezistenţa de reacţie, de 500 Ω;

(*c*) Rezistenţa de sarcină de la ieşire, de 200 Ω.

Se va face o discuţie calitativă.

8.13 În fig. 8.32 este prezentată schema de curent alternativ a unui amplificator cu reacţie şunt-serie. Se cunosc: $R_F=1$ kΩ, $R_E=100$ Ω, $R_{L1}=4$ kΩ, $R_S=1/y_s=1$ kΩ şi $z_L=0$. Pentru tranzistoare se va lua: $\beta=200$, $r_b=0$, $I_{C1}=I_{C2}=1$ mA, $V_A=100$ V.

(*a*) Să se calculeze câştigul global i_o/i_i, câştigul pe buclă şi impedanţele de intrare şi ieşire la joasă frecvenţă.

(*b*) Cu cât variază (aproximativ) câştigul global şi impedanţa de intrare dacă valoarea rezistorului R_{L1} se schimbă cu +10% ?

8.14 (*a*) Să se repete *Problema 8.13(a)* pentru $R_F=5$ kΩ, $R_E=200$ Ω, $R_{L1}=10$ kΩ şi $y_s=0$.

(*b*) Care este valoarea aproximativă cu care variază câştigul global şi impedanţa de intrare dacă valoarea curentului de colector al tranzistorului Q_1 creşte cu 20% ?

8.15 Să se calculeze transconductanţa, impedanţa de intrare, impedanţa de ieşire şi câştigul pe buclă, la joasă frecvenţă pentru etajul cu reacţie locală serie din fig. 8.35. Se cunosc: $R_E=200$ Ω, $\beta=150$, $I_C=1$ mA, $r_b=200$ Ω, $V_A=80$ V.

8.16 Să se calculeze transrezistenţa, impedanţa de intrare, impedanţa de ieşire şi câştigul pe buclă, la joasă frecvenţă pentru etajul cu reacţie locală şunt din fig. 8.36. Se cunosc: $R_F=2$ kΩ, $R_L=2$ kΩ, $\beta=200$, $I_C=1$mA, $r_b=0$, $V_A=100$ V.

8.17 În fig. 8.43 este prezentată schema unui amplificator monolitic (733) de bandă largă, cu reacţie. Amplificatorul se compune dintr-un etaj cu reacţie locală serie care atacă un amplificator cu două etaje, cu reacţie şunt-şunt. Ieşirea în curent a primului etaj acţionează ca o comandă în curent pentru etajul de ieşire şunt-şunt.

(*a*) Presupunând că ariile tuturor tranzistoarelor sunt egale să se calculeze curentul de colector din punctul static de funcţionare pentru fiecare tranzistor.

(*b*) Să se calculeze impedanţa de intrare, impedanţa de ieşire şi câştigul global v_o/v_i, la joasă frecvenţă, dacă $R_L=2$ kΩ. Se va calcula şi câştigul pe buclă al etajului de ieşire. Pentru tranzistoare se cunosc: $\beta=100$, $r_b=0$, $r_o=\infty$.

(*c*) Se vor compara rezultatele obţinute prin calcul manual cu acelea obţinute prin simularea cu SPICE pentru curenţii din punctul static de funcţionare, impedanţele de intrare şi ieşire şi câştigul în tensiune.

8.18 Stabilizatorul de tensiune 723 este folosit pentru a se obţine o tensiune de ieşire $V_o=10$ V, pe o rezistenţă de sarcină de 1 kΩ. Se va calcula rezistenţa de ieşire şi câştigul pe buclă al stabilizatorului. Care este noua valoare a tensiunii V_O care se obţine dacă în locul rezistenţei de sarcină de 1 kΩ se conectează una de 500 Ω. Se va utiliza SPICE pentru determinarea stabilizării circuitului faţă de variaţiile tensiunii de intrare şi faţă de variaţiile sarcinii. Tranzistorul Q_I se va modela ca o sursă de curent de 1 mA. Se cunosc: $\beta=100$, $V_A=100$ V şi $I_s=10^{-15}$ A.

8.19 Se consideră amplificatorul BiCMOS a cărui schemă este dată în fig. 3.65. Se presupune că semnalul de intrare este dat de o sursă de curent. Să se calculeze transrezistenţa de semnal mic la joasă frecvenţă v_o/i_i, câştigul pe buclă şi rezistenţele de intrare şi ieşire ale amplificatorului.

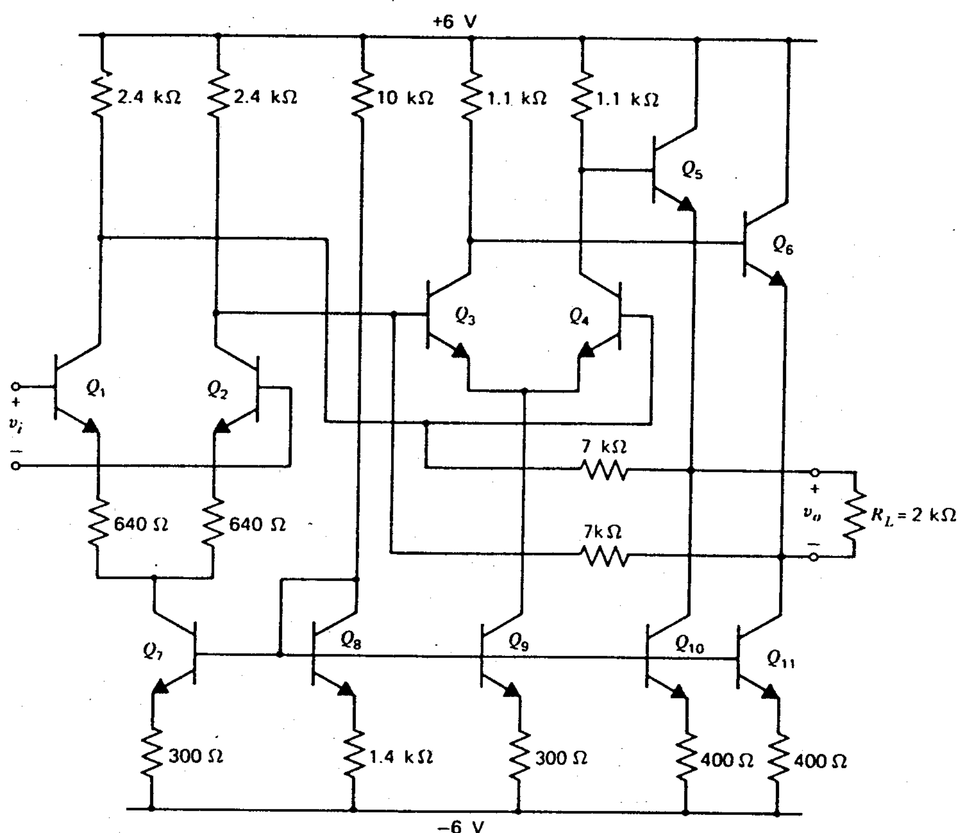


Fig. 8.43 Schema amplificatorului monolitic de bandă largă 733.

Se vor folosi aceleaşi date ca în *Problema 3.12*. Se vor compara rezultatele cu cele obţinute prin simularea cu SPICE. Folosind SPICE se va trasa caracteristica completă de semnal mare a circuitului.

8.20 În fig. 8.44 este prezentată schema unui amplificator CMOS cu câştig variabil. De observat că tranzistorul M_4 realizeză o reacţie paralel în jurul tranzistorului M_6. Presupunând că valoarea statică a tensiunii V_i a fost ajustată astfel încât în curent continuu $V_{GD6}=0$, să se calculeze curenţii din punctul static de funcţionare pentru toate tranzistoarele, câştigul în tensiune la semnal mic şi rezistenţa de ieşire, pentru V_c egal cu 3 V şi apoi cu 4 V. Rezultatele se vor compara cu cele obţinute prin simularea cu SPICE. Se va trasa caracteristica completă de semnal mare a circuitului folosind SPICE. Se cunosc: $\mu_n C_{ox}= 60\times10^{-6}$ A/V², $\mu_p C_{ox}=30\times10^{-6}$ A/V², $V_{tn}=0,8$ V, $V_{tp}=-0,8$ V, $\lambda=0$ şi $\gamma=0,5$.

8.21 În fig. 8.45 este prezentată schema unui amplificator CMOS cu reacţie. Să se calculeze câştigul global v_o/v_i şi rezistenţă de ieşire în condiţiile în care tensiunea continuă la intrare este nulă.

Se vor compara rezultatele cu acelea obţinute prin simularea cu SPICE. Se cunosc: $\mu_n C_{ox}=60\times10^{-6}$ A/V², $\mu_p C_{ox}=30\times10^{-6}$ A/V², $V_{tn}=0{,}8$ V, $V_{tp}=-0{,}8$ V, $\lambda=0{,}03$ şi $\gamma=0$.

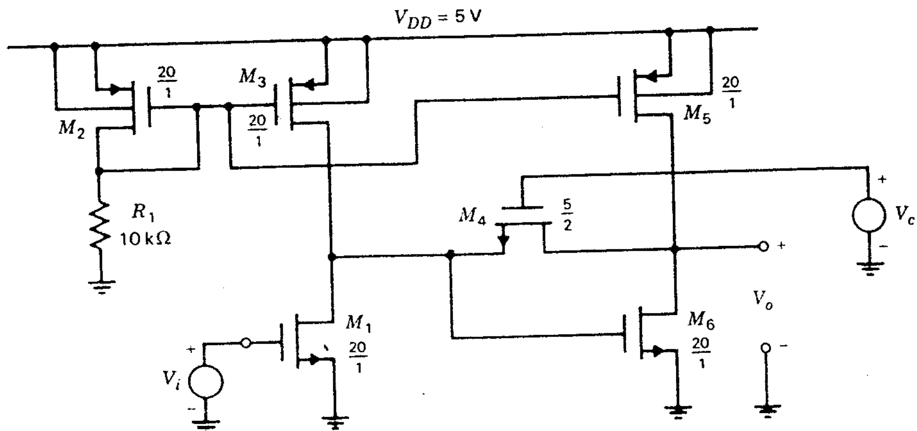


Fig. 8.44 Amplificatorul CMOS cu câştig variabil din *Problema 8.20.*

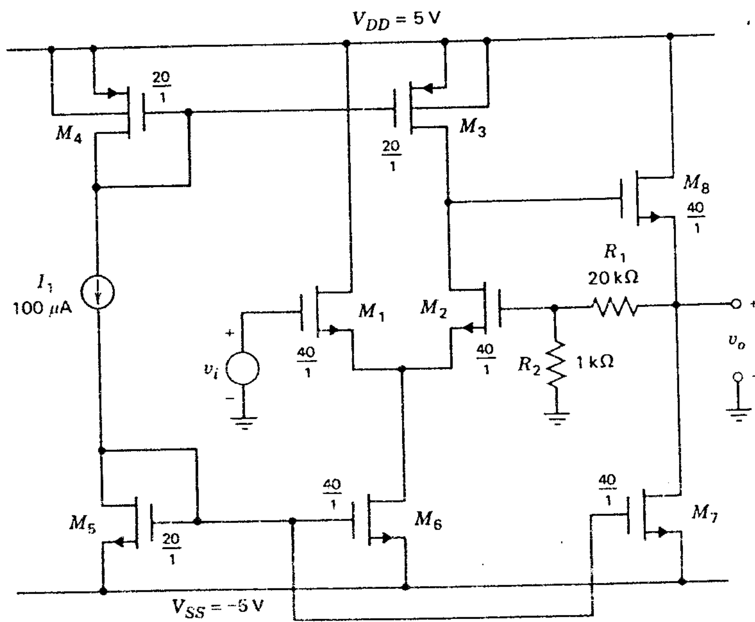


Fig. 8.45. Circuitul amplificatorului CMOS cu reacţie din *Problema 8.21.*

8.22 Să se calculeze câştigul pe buclă la joasă frecvenţă al buclei de reacţie de mod comun a amplificatorului operaţional BiFET LF155 a cărui schemă este prezentată în fig. 6.38. Se va calcula valoarea impedanţei de mod comun în colectorul tranzistorului Q_1 la frecvenţe joase. Se vor utiliza datele din *Problema 6.15*. Se va folosi SPICE pentru verificarea rezultatelor.

BIBLIOGRAFIE

1. C.A. Desoer şi E.S. Kuh. *Basic Circuit Theory*, McGraw-Hill, New-Yory, 1969.
2. P.J. Hurst. "Exact Simulation of Feedback Circuit Parameters," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. 38, No. 11, pp. 1382—1389, Novemder 1991.
3. J.E. Solomon şi G.R. Wilson. "A Highly Desensitized, Wideband Monolithic Amplifier", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-1, pp. 19—28, September 1966.
4. A.B. Grebene. *Analog Integrated Circuit Design*, Van Nostrand Reinhold, New York, 1972, Capitolul 6.

9

RĂSPUNSUL ÎN FRECVENŢĂ ŞI STABILITATEA AMPLIFICATOARELOR CU REACŢIE

9.1 INTRODUCERE

În *Capitolul 8* s-au discutat efectele pe care le determină aplicarea reacţiei negative asupra unor parametri ai circuitului cum ar fi, de exemplu, câştigul şi impedanţele văzute la terminale. Am văzut că aplicarea reacţiei negative conduce la îmbunătăţirea funcţionării circuitului (de exemplu, se reduc sensibilitatea câştigului faţă de variaţiile parametrilor dispozitivelor active şi distorsiunile date de neliniarităţile circuitului).

În acest capitol vom urmări efectul pe care îl exercită aplicarea reacţiei negative asupra răspunsului în frecvenţă al unui circuit. Se va ilustra faptul că în circuitele cu reacţie este posibil să apară *oscilaţii* şi se vor descrie metodele de eliminare ale acestor oscilaţii prin *compensarea circuitului*. În final se va examina efectul compensării asupra funcţionării la semnal mare, la înaltă frecvenţă a amplificatoarelor cu reacţie.

9.2 RELAŢIA ÎNTRE CÂŞTIG ŞI BANDĂ PENTRU AMPLIFICATOARELE CU REACŢIE

În *Capitolul 8* s-a arătat că îmbunătăţirea funcţionării unui circuit, ca urmare a aplicării reacţiei negative, se plăteşte prin reducerea câştigului cu un factor $(1+T)$, unde T este câştigul pe buclă. Parametrii care s-au îmbunătăţit s-au modificat tot cu factorul $(1+T)$.

În plus faţă de aceste efecte, aplicarea reacţiei negative tinde să *mărească banda* amplificatorului. Să considerăm mai întâi circuitul cu reacţie din fig. 9.1, al cărui amplificator de bază este caracterizat de o funcţie de transfer cu un singur pol:

$$a(s) = \frac{a_0}{1 - \dfrac{s}{p_1}} . \tag{9.1}$$

unde a_0 este câştigul la joasă frecvenţă al amplificatorului de bază iar p_1 este polul său (exprimat în rad/s).

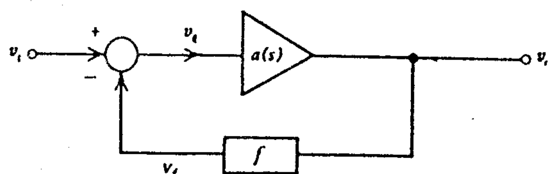


Fig. 9.1 Configuraţia unui circuit cu reacţie.

Să presupunem că reacţia este pur rezistivă; ca urmare factorul de reacţie f este constant. Deoarece configuraţia de reacţie din fig. 9.1 corespunde unei configuraţii ideale câştigul *global* este dat de

$$A(s) = \frac{v_o}{v_i} = \frac{a(s)}{1 + a(s)f}, \tag{9.2}$$

câştigul pe buclă fiind $T(s) = a(s)f$. Înlocuind (9.1) în (9.2) se obţine:

$$A(s) = \frac{\dfrac{a_0}{1 - \dfrac{s}{p_1}}}{1 + \dfrac{a_0 f}{1 - \dfrac{s}{p_1}}} = \frac{a_0}{1 - \dfrac{s}{p_1} + a_0 f}$$
$$= \frac{a_0}{1 + a_0 f} \frac{1}{1 - \dfrac{s}{p_1}\dfrac{1}{1 + a_0 f}}. \tag{9.3}$$

Din (9.3) rezultă expresia câştigului cu reacţie la joasă frecvenţă

$$A_0 = \frac{a_0}{1 + T_0} \tag{9.4}$$

unde

$$T_0 = a_o f \tag{9.5}$$

este câştigul pe buclă la joasă frecvenţă.

Banda la -3 dB a circuitului cu reacţie (adică frecvenţa corespunzătoare noii valori a polului) este, în conformitate cu (9.3), $(1 + a_0 f)\,|p_1|$. Rezultă că aplicarea reacţiei a redus câştigul la joasă frecvenţă cu un factor $(1 + T_0)$ — ceea ce corespunde de altfel cu rezultatele obţinute în *Capitolul 8* — dar a *crescut* frecvenţa de -3 dB a circuitului cu acelaşi factor $(1 + T_0)$. De observat că produsul câştig-bandă este constant. Aceste rezultate sunt ilustrate în diagramele Bode din fig. 9.2, în care s-au trasat modulele mărimilor $a(j\omega)$ şi $A(j\omega)$ în funcţie de pulsaţie utilizându-se scări logaritmice. Este clar faptul că, pentru orice valoare a lui T_0, curbele care dau dependenţa câştigului de pulsaţie sunt conţinute de o înfăşurătoare dată de $|a(j\omega)|$.

Reacţia negativă este folosită în realizarea amplificatoarelor de bandă largă, deoarece prin utilizarea ei proiectantul poate să realizeze compromisul necesar câştig-bandă. Reducerea de câştig care apare datorită reacţiei negative se compensează prin utilizarea de etaje suplimentare, care sunt în general tot amplificatoare cu reacţie.

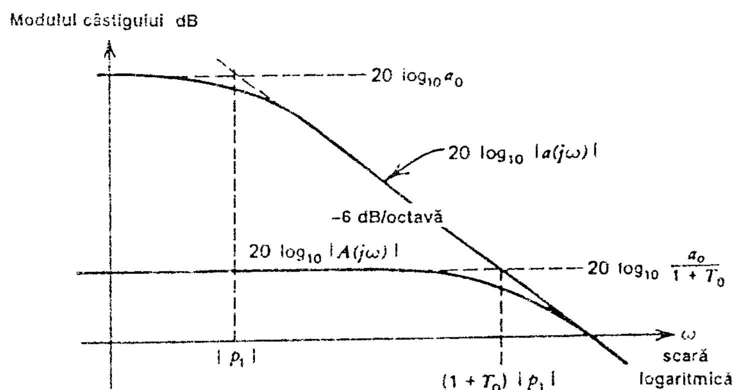


Fig. 9.2 Dependenţa de frecvenţă a modulului câştigului amplificatorului de bază şi a modulului câştigului amplificatorului cu reacţie.

Să examinăm acum efectul determinat de aplicarea reacţiei asupra polului funcţiei de transfer globale, $A(s)$. Din relaţia 9.3 rezultă că mărimea polului funcţiei $A(s)$ creşte, odată cu creşterea valorii de la joasă frecvenţă a câştigului pe buclă, T_0. Acest fapt este ilustrat în fig. 9.3, în care se prezintă *locul* geometric al polului funcţiei de transfer $A(s)$ în planul s, atunci când variază T_0. Polul se găseşte iniţial (pentru T_0=0) în p_1 şi se mişcă pe axa reală negativă spre stânga pe măsură ce T_0 creşte. Figura 9.3 constituie un caz simplu al *locului rădăcinilor*, care va fi discutat mai departe în *Secţiunea 9.5*.

9.3 INSTABILITATEA ŞI CRITERIUL NYQUIST[1,2,3]

În exemplul simplu considerat mai înainte s-a presupus că amplificatorul de bază are o funcţie de transfer cu un singur pol; această situaţie este bine aproximată în practică de amplificatoarele operaţionale compensate intern cum ar fi, de exemplu, 741. Totuşi, multe amplificatoare (inclusiv 741 înainte ca să i se adauge compensarea) au funcţii de transfer cu mai mulţi poli, fapt care duce la abateri faţă de rezultatele deduse anterior. După cum se va vedea ulterior compensarea amplificatorului se va proiecta astfel încât să se corecteze aceste abateri.

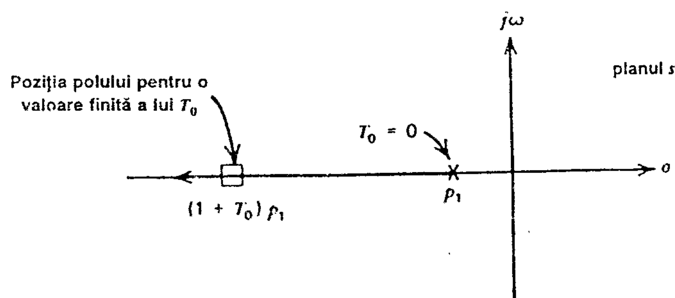


Fig. 9.3 Locul polilor circuitului din fig. 9.1; parametrul care variază este câştigul pe buclă T_0.

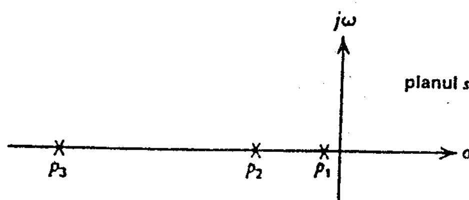


Fig. 9.4 Plasarea polilor unui amplificator în planul s.

Să considerăm un amplificator cu o funcție de transfer cu trei poli

$$a(s) = \frac{a_0}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)\left(1 - \frac{s}{p_2}\right)\left(1 - \frac{s}{p_3}\right)} \tag{9.6}$$

în care mărimile $|p_1|, |p_2|$ și $|p_3|$ exprimate în rad/s sunt pulsațiile corespunzătoare polilor. În fig. 9.4 este prezentată poziția polilor în planul s iar în fig. 9.5 sunt trasate dependența de pulsație a modulului $|a(j\omega)|$ și a fazei ph $a(j\omega)$, presupunând o separare a polilor cu un factor de aproximativ 10. Pe graficul dependenței modulului s-au trasat numai asimptotele. Pentru pulsații mai mari ca pulsația primului pol, $|p_1|$, modulul $|a(j\omega)|$ scade cu 6 dB/ octavă și faza ph $a(j\omega)$ atinge $-90°$. După $|p_2|$ panta atinge 12 dB/octavă, iar faza $-180°$, iar după $|p_3|$, 18 dB/octavă, respectiv $-270°$. Pulsația la care ph $a(j\omega) = -180°$ are o semnificație specială și se notează ω_{180}; valoarea modulului $|a(j\omega)|$ la această pulsație se notează a_{180}. Dacă cei trei poli sunt suficient de depărtați (cu un factor de 10 sau mai mult) defazajul pentru pulsațiile $|p_1|, |p_2|$ și $|p_3|$ este de aproximativ $-45°, -130°$ și $-225°$; pentru simplitate se va presupune că se realizează această situație. În plus se va presupune că dependența de pulsație a moodulului $|a(j\omega)|$ urmează caracteristica asimptomatică; efectul dat în cazurile concrete de această presupunere se va lua în considerație ulterior.

Să presupunem acum că acest amplificator este conectat într-o buclă de reacție, ca în fig. 9.1, cu factorul de reacție f, constant. Deoarece f este constant câștigul pe buclă $T(j\omega) = a(j\omega)f$ va avea aceeași dependență de frecvență ca și $a(j\omega)$. Trasând $T(j\omega)$ în coordonate polare (modul și fază) cu ω ca parametru se obține o curbă care se numește *diagrama Nyquist*. În fig. 9.6. este trasată diagrama Nyquist (desenul nu este la scară) pentru exemplul considerat în fig. 9.5; variabila este pulsația, care variază de la $\omega = -\infty$ la $\omega = \infty$. Pentru $\omega = 0$, $|T(j\omega)| = T_0$ și ph $T(j\omega) = 0$; curba taie axa reală la T_0. În conformitate cu fig. 9.5 pe măsură ce ω crește $|a(j\omega)|$ scade și ph $a(j\omega)$ devine negativă, iar curba intră în cadranul IV. Atunci când $\omega \to \infty$, ph $a(j\omega) \to -270°$ și $|a(j\omega)| \to 0$. Ca urmare curba tinde asimptotic către origine și este tangentă la axa imaginară. La pulsația ω_{180} faza are valoarea $-180°$; curba intersectează axa reală negativă. Dacă în acest punct $|a(j\omega_{180})f| > 1$, diagrama Nyquist va înconjura punctul $(-1,0)$, ca în cazul exemplului din fig. 9.6. Faptul că diagrama Nyquist înconjoară sau nu punctul $(-1,0)$ are o semnificație particulară, deoarece se găsește în *criteriul de stabilitate Nyquist* care, pentru scopurile urmărite de tratarea de față, se poate formula astfel:

Dacă diagrama Nyquist înconjoară punctul (−1,0) amplificatorul este instabil.

Acest criteriu reprezintă în fond o metodă de a afla dacă funcția de transfer $A(s)$ are poli în semiplanul drept. Dacă diagrama Nyquist înconjoară punctul $(-1,0)$ amplificatorul are poli în

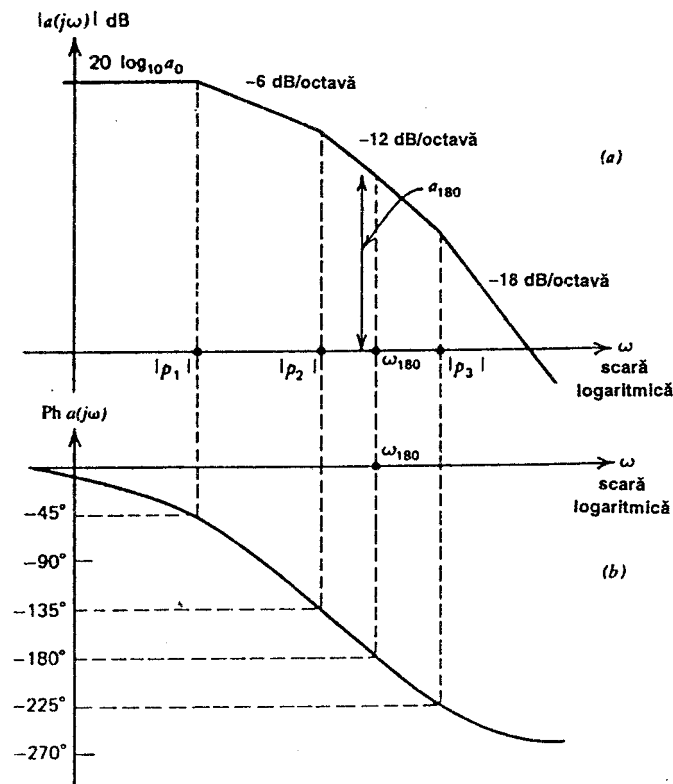


Fig. 9.5 Dependenţa de pulsaţie a modulului şi fazei câştigului unui circuit care are o funcţie de transfer cu trei poli.

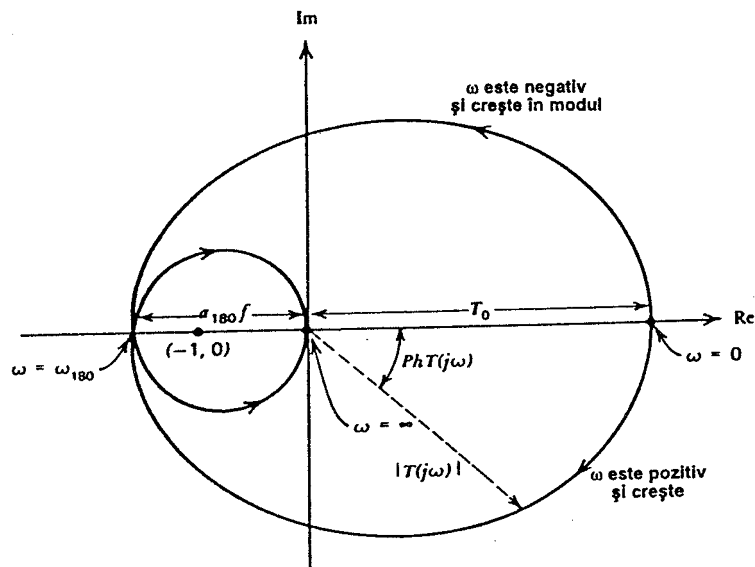


Fig. 9.6 Diagrama Nyquist [reprezentarea polară, modul şi fază, a câştigului pe buclă, $T(j\omega)$], corespunzătoare caracteristicii din fig. 9.5 (desenul nu este la scară).

semiplanul drept, iar circuitul va *oscila*. Numărul de poli din semiplanul drept este egal cu de câte ori înconjoară diagrama Nyquist punctul $(-1,0)$; în exemplul nostru acest număr este egal cu doi. Ce semnifică existența unor poli în semiplanul drept se poate înțelege presupunând, de exemplu, că circuitul are o pereche de poli complecși $(\sigma_1 \pm j\omega_1)$, σ_1 fiind pozitiv. Răspunsul tranzitoriu al circuitului va conține un termen $K_1 \exp(\sigma_1 t)\sin(\omega_1 t)$ care reprezintă o sinusoidă cu amplitudinea *crescătoare* dacă σ_1 este pozitiv (K_1 este o constantă care depinde de condițiile inițiale). Acest termen va fi prezent chiar dacă nu se mai aplică semnal la intrare; se spune că circuitul care se comportă în acest mod este *instabil* sau *oscilant*.

Semnificația punctului $(-1,0)$ se poate înțelege presupunând că diagrama Nyquist trece prin acest punct. În această situație, folosind (9.2) în domeniul frecvență se obține, la pulsația ω_{180} $T(j\omega)=a(j\omega)f=-1$ și $A(j\omega)=\infty$. Deci în acest caz valoarea câștigului pentru amplificatorul cu reacție este infinită, fapt care indică instalarea instabilității și a oscilațiilor. Această situație corespunde plasării polilor funcției de transfer $A(s)$ pe axa imaginară $j\omega$, a planului s. Dacă acum îl vom mări pe T_0 (crescând sau pe a_0 sau pe f) diagrama Nyquist se extinde *liniar* și va înconjura punctul $(-1,0)$. Această situație corespunde plasării polilor funcției de transfer $A(s)$ în semiplanul drept (vezi fig. 9.7).

Din criteriul de stabilitate formulat anterior se poate deduce și un test *mai simplu* pentru aprecierea stabilității, util în mare majoritate a cazurilor uzuale:

Dacă $|T(j\omega)| > 1$ la frecvența la care ph $T(j\omega) = -180°$,
atunci amplificatorul este instabil.

Valabilitatea acestui criteriu pentru exemplul considerat anterior devine limpede după examinarea fig. 9.6 și aplicarea criteriului Nyquist.

Pentru a examina efectul reacției asupra stabilității unui amplificator să considerăm că amplificatorul cu trei poli al cărui câștig este dat de (9.6) este plasat într-o buclă de reacție cu f constant. În fig. 9.8 s-au trasat din nou dependența de pulsație a modulului (în dB) și a fazei câștigului; de asemenea s-a trasat și mărimea $20\log_{10}(1/f)$, care este aproximativ egală cu valoarea câștigului cu reacția la joasă frecvență, exprimată în dB deoarece din

$$A_0 = \frac{a_0}{1 + a_0 f} \tag{9.7}$$

se obține

$$\frac{1}{f} \approx A_0 \tag{9.8}$$

dacă

$$T_0 = a_0 f \gg 1 \ .$$

Să considerăm distanța, x, pe verticală între curba $20\log_{10}|a(j\omega)|$ și linia $20\log_{10}(1/f)$ din fig. 9.8. Deoarece scara pe verticală este în dB mărimea x va fi dată de:

$$x = 20\log_{10}|a(j\omega)| - 20\log_{10} 1/f = \tag{9.9}$$

$$= 20\log_{10}|a(j\omega)f| =$$

$$= 20\log_{10}|T(j\omega)| \ . \tag{9.10}$$

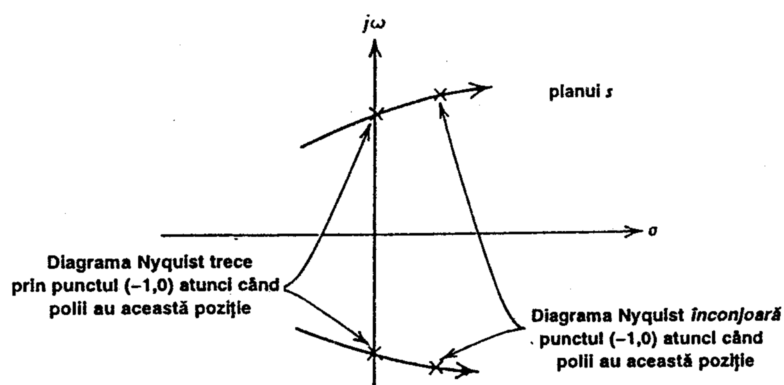


Fig. 9.7 Poziţia polilor, corespunzătoare diferitelor diagrame Nyquist.

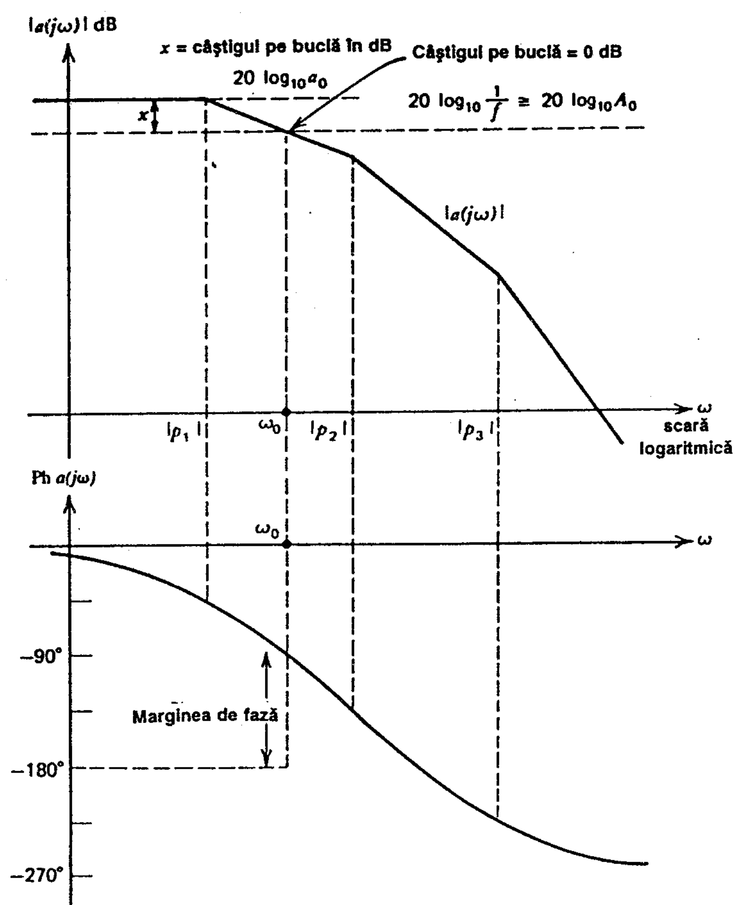


Fig. 9.8 Dependenţa de pulsaţie a modulului şi fazei câştigului amplificatorului, care are funcţia de transfer (9.6), punându-se în evidenţă marginea de fază.

Deci distanţa x constituie o *reprezentare directă în dB* a modulului câştigului pe buclă, $|T(j\omega)|$. Punctul în care curba $20\log_{10}|a(j\omega)|$ se intersectează cu linia $20\log_{10}(1/f)$ este punctul în care

modulul câştigului pe buclă $|T(j\omega)|$ este de 0dB sau egal cu *unu*; curba modulului câştigului $|a(j\omega)|$, în dB, din fig. 9.8 poate fi deci considerată curba lui $|T(j\omega)|$, în dB, dacă *linia punctată plasată la* $20\log_{10}(1/f)$ *se ia ca o nouă axă orizontală.*

Exemplul simplu din *Secţiunea 9.1* arată că dependenţa de pulsaţie a câştigului cu reacţie $20\log_{10}|a(j\omega)|$ urmăreşte linia $20\log_{10}A_0$ până la intersecţia cu curba câştigului $20\log_{10}a(j\omega)$ al amplificatorului de bază. Motivul acestei comportări este acum clar: la frecvenţe înalte $T(j\omega)\to 0$, iar reacţia *nu mai are nici o influenţă* asupra câştigului amplificatorului.

Figura 9.8 arată că modulul câştigului pe buclă $|T(j\omega)|$ ajunge egal cu unitatea la pulsaţia ω_0. Pentru cazul din figură la această pulsaţie faza câştigului pe buclă $T(j\omega)$ nu a atins încă $-180°$; ca urmare utilizând criteriul Nyquist modificat, enunţat anterior, putem trage concluzia că *această buclă de reacţie este stabilă.* Evident $|T(j\omega)| < 1$ la pulsaţia la care ph $T(j\omega) = -180°$. Dacă s-ar desena diagrama Nyquist pentru acest exemplu ea *nu ar înconjura* punctul $(-1,0)$.

Pe măsură ce valoarea modulului $|T(j\omega)|$, la pulsaţia la care ph $T(j\omega) = -180°$, se apropie de unitate amplificatorul are o *margine de stabilitate mai mică*, situaţie care poate fi exprimată în două moduri.

Modul cel mai obişnuit este acela în care se specifică *marginea de fază,* definită în felul următor (vezi fig. 9.8):

Marginea de fază $= 180° +$ *[ph* $T(j\omega)$ *pentru pulsaţia la care* $|T(j\omega)| = 1$*].*

Pentru stabilitate marginea de fază trebuie să fie mai mare ca 0°.

O altă măsură a stabilităţii este dată de *marginea de câştig* definită în felul următor:

Marginea de câştig $= |T(j\omega)|$, *exprimat în dB,*
pentru pulsaţia la care ph $T(j\omega) = -180°$.

Pentru stabilitate marginea de câştig trebuie să fie mai mică de 0 dB.

În continuare se va studia semnificaţia valorii marginii de fază. Pentru amplificatorul cu reacţie considerat în *Secţiunea 9.1*, la care amplificatorul de bază are o funcţie de transfer cu un singur pol, marginea de fază este, evident, de 90° dacă valoarea câştigului pe buclă la frecvenţe joase este rezonabil de mare. Acest fapt este ilustrat în fig. 9.9. O margine de fază de 90° corespunde unui amplificator foarte stabil. În practică valoarea limită inferioară tipică permisă pentru marginea de fază este de 45°, valoarea uzuală fiind însă de 60°.

Să considerăm un amplificator cu reacţie care are o margine de fază de 45° şi un factor de reacţie f real (deci constant, independent de frecvenţă). În acest caz

$$\text{Ph}\, T(j\omega_0) = -135° \tag{9.11}$$

unde ω_0 este pulsaţia definită de

$$|T(j\omega_0)| = 1\ . \tag{9.12}$$

Egalitatea $|T(j\omega_0)| = |a(j\omega_0)f| = 1$ conduce la

$$|a(j\omega_0)| = \frac{1}{f} \tag{9.13}$$

deoarece s-a presupus f real.

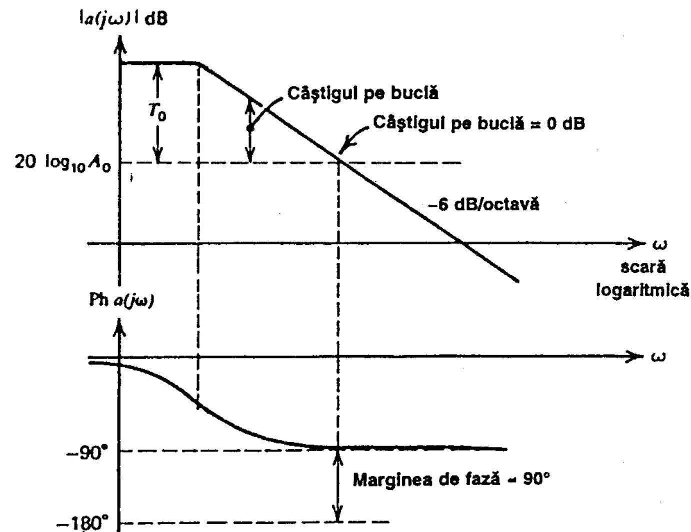


Fig. 9.9 Dependenţa de pulsaţie a modulului şi fazei câştigului amplificatorului de bază cu un singur pol; se pune în evidenţă marginea de fază care rezultă pentru o valoare dată a câştigului pe buclă, la joasă frecvenţă, T_0.

Câştigul global (cu reacţie) este dat de

$$A(j\omega) = \frac{a(j\omega)}{1 + T(j\omega)} . \tag{9.14}$$

Înlocuind (9.11) şi (9.12) în (9.14) se obţine

$$A(j\omega_0) = \frac{a(j\omega_0)}{1 + e^{-j135°}} = \frac{a(j\omega_0)}{1 - 0,7 - j0,7} = \frac{a(j\omega_0)}{0,3 - j0,7}$$

relaţie din care, utilizând (9.13), se găseşte

$$|A(j\omega_0)| = \frac{|a(j\omega_0)|}{0,76} = \frac{1,3}{f} . \tag{9.15}$$

Pulsaţia ω_0 pentru care $|T(j\omega_0)| = 1$ constituie punctul de -3 dB pentru un amplificator de bază cu un singur pol; în acest caz la ω_0 valoarea câştigului cu reacţie are o *creştere* de 2,4 dB ($\times$ 1,3) faţă de valoarea de la joasă frecvenţă (egală cu $1/f$).

Să considerăm acum că marginea de fază are o valoare de 60°. În acest caz la pulsaţia ω_0 faza şi modulul câştigului pe buclă sunt:

$$\text{ph}\, T(j\omega_0) = -120° , \tag{9.16}$$

$$|T(j\omega_0)| = 1 . \tag{9.17}$$

Procedând la fel ca şi mai înainte se obţine:

$$|A(j\omega_0)| = \frac{1}{f} .$$

În acest caz câştigul la $\omega = \omega_0$ este egal cu câştigul de la joasă frecvenţă.

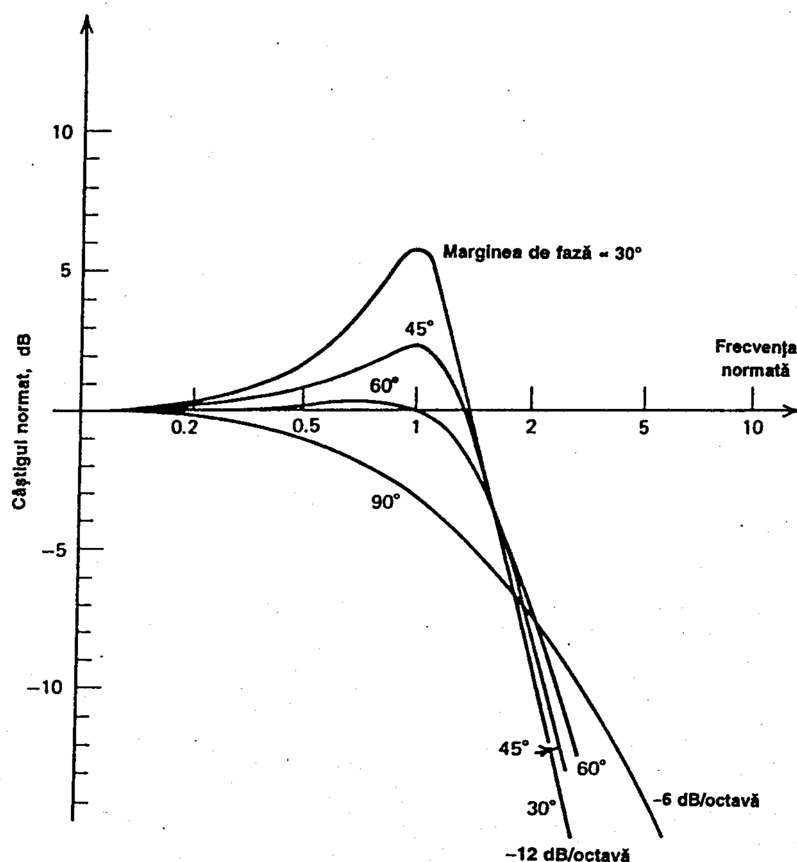


Fig. 9.10 Dependența normată a câștigului global pentru amplificatoare cu reacție în funcție de frecvența normată, pentru diverse valori ale marginii de fază. Frecvența este normată la acea valoare la care câștigul pe buclă este unitar.

În sfârșit, în cazul în care marginea de fază este de 90° se obține:

$$\mathrm{ph}\, T(\mathrm{j}\omega_0) = -90° \,, \tag{9.18}$$

$$|T(\mathrm{j}\omega_0)| = 1 \tag{9.19}$$

și rezultă

$$|A(\mathrm{j}\omega_0)| = \frac{0{,}7}{f} \,. \tag{9.20}$$

După cum era de așteptat, valoarea câștigului la pulsația ω_0 este în acest caz cu 3 dB sub aceea din bandă.

Toate aceste rezultate sunt ilustrate în fig. 9.10 în care s-a trasat dependența câștigului cu reacție, normat la valoarea de la joasă frecvență, în funcție de frecvență pentru diferite valori ale marginii de fază. Curbele s-au trasat presupunând că răspunsul este dominat de primii doi poli ai funcției de transfer, cu excepția cazului în care marginea de fază este de 90°, caz în care există numai un singur pol. Pe măsură ce marginea de fază se micșorează valoarea

de vârf a câştigului devine tot mai mare tinzând spre infinit; oscilaţiile apar pentru o margine de fază de 0°. Valoarea de vârf a câştigului apare la o pulsaţie apropiată de aceea la care $|T(j\omega)|=1$; pentru o margine de fază de 60° există o creştere maximă de 0,2 dB la o pulsaţie puţin mai mică decât pulsaţia la care $|T(j\omega)|=1$. Dacă valoarea marginii de fază este diferită de 90° se observă că după depăşirea valorii de vârf câştigul scade atingând o pantă de −12 dB/octavă. (Câştigul cu bucla deschisă scade cu 12 dB/octavă datorită prezenţei în caracteristica de transfer a doi poli).

9.4 COMPENSAREA ÎN FRECVENŢĂ

9.4.1 Teoria compensării

Fie din nou amplificatorul pentru care dependenţa modulului şi fazei câştigului în funcţie de pulsaţie sunt date în fig. 9.8. Presupunem că se aplică o reacţie astfel încât valoarea câştigului cu reacţie să fie A_0 (vezi fig. 9.8.) iar marginea de fază pozitivă; în aceste condiţii circuitul este stabil. Totuşi este clar că accentuând reacţia (făcându-l pe f mai mare, deci pe A_0 mai mic) pot apare în cele din urmă oscilaţii. Această situaţie este prezentată în fig. 9.11, în care f_1 s-a ales astfel încât să dea o margine de fază nulă; valoarea corespunzătoare a câştigului cu reacţie este $A_1=1/f_1$. Dacă în continuare reacţia se măreşte (factorul de reacţie devine f_2, iar câştigul cu reacţie $A_2\approx 1/f_2$ marginea de fază ajunge negativă, iar circuitul va oscila. Rezultă că în cazul în care acest amplificator va fi utilizat într-o buclă de reacţie care are un câştig pe buclă mai mare decât a_0f_1 va fi necesar să introducem unele modificări în circuit pentru a creşte marginea de fază. Acest proces de modificare a circuitului este denumit *compensare*. De observat că fără compensare câştigul amplificatorului cu reacţie din acest exemplu nu poate fi făcut mai mic decât $A_1=1/f_1$ din cauza apariţiei oscilaţiilor.

Cea mai simplă şi cea mai uzuală metodă de compensare constă în reducerea benzii amplificatorului (denumită adeseori *îngustarea benzii*). Reducerea benzii se obţine prin introducerea deliberată în caracteristica amplificatorului a unui pol dominant pentru *a forţa* ca, la pulsaţia la care câştigul pe buclă este unitar, valoarea defazajului să fie mai mică de 180°. Utilizarea acestei metode determină însă şi sacrificarea performanţelor în frecvenţă ale amplificatorului.

Situaţia cea mai dificil de compensat se realizează atunci când $f=1$, valoare care corespunde unei configuraţii de reacţie în care câştigul este unitar. În acest caz curba câştigului pe buclă este identică cu aceea a amplificatorului de bază. Să considerăm că ne aflăm în această situaţie şi să presupunem că amplificatorul de bază are o caracteristică ca aceea din fig. 9.11. Pentru a compensa amplificatorul vom introduce un nou pol dominant, la pulsaţia $|p_D|$, ca în fig. 9.12, şi vom presupune că acest nou pol nu afectează valorile iniţiale ale polilor amplificatorului plasaţi la pulsaţiile $|p_1|$, $|p_2|$ şi $|p_3|$. Deoarece această presupunere nu este de obicei corectă ea se consideră aici numai cu un scop ilustrativ.

Introducerea în caracteristica de transfer a amplificatorului a polului dominant cu pulsaţia $|p_D|$ face ca modulul câştigului să scadă cu 6 dB/octavă până se atinge pulsaţia $|p_1|$; în toată această zonă defazajul introdus în amplificator tinde asimptotic către −90°. Dacă pulsaţia $|p_D|$ se alege astfel încât modulul câştigului $|a(j\omega)|$ să fie egal cu unitatea la pulsaţia $|p_1|$, ca în fig. 9.12, atunci şi câştigul pe buclă este unitar la pulsaţia $|p_1|$ (pentru cazul presupus anterior al reacţiei cu $f=1$).

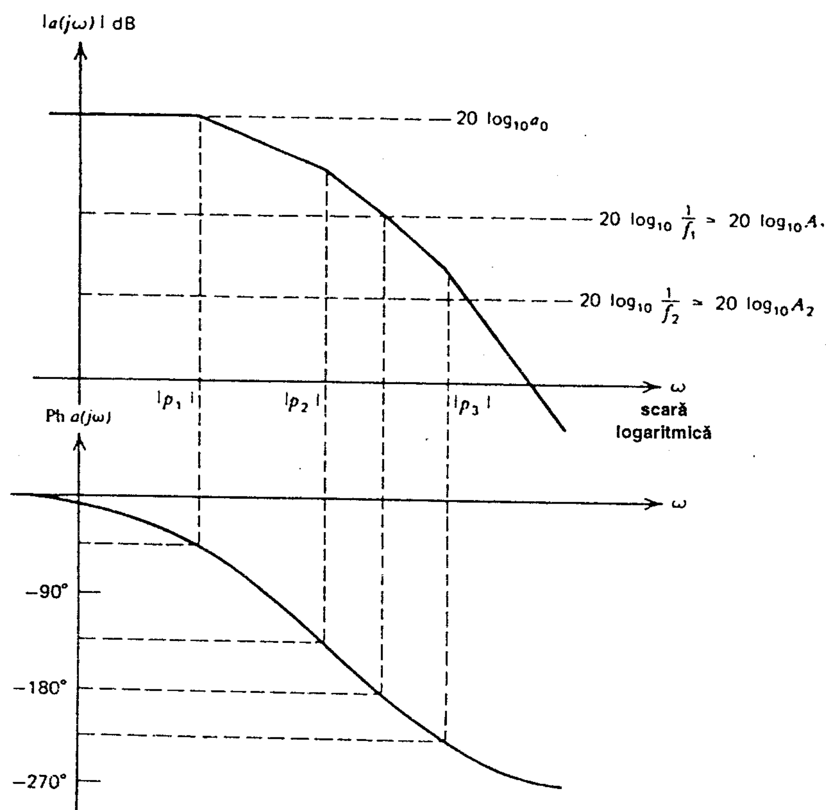


Fig. 9.11 Dependența de pulsație a modulului și fazei câștigului amplificatorului de bază, cu trei poli. Pentru o valoare f_1 a factorului de reacție marginea de fază este nulă, iar pentru o valoare f_2, negativă.

Marginea de fază este în acest caz de 45°, ceea ce înseamnă că amplificatorul cu reacție este stabil. Într-o astfel de conexiune de reacție amplificatorul necompensat ar fi fost *instabil*.

Prețul care a fost plătit în acest caz pentru obținerea stabilității este dat de faptul că frecvența la care câștigul este unitar a amplificatorul compensat fără reacție este numai $|p_1|$, fiind mult mai mică față de cazul amplificatorului necompensat. De asemenea, odată aplicată reacția, câștigul pe buclă începe să scadă la pulsația $|p_D|$; odată cu scăderea câștigului pe buclă, se diminuează simultan și toate avantajele oferite de aplicarea reacției. De exemplu în *Capitolul 8* s-a arătat că reacția șunt la intrarea sau ieșirea unui amplificator *reduce* valoarea impedanțelor de intrare sau ieșire cu un factor $[1+T(j\omega)]$. Deoarece $T(j\omega)$ este dependent de frecvență impedanța văzută la terminalele corespunzătoare unui amplificator cu reacție șunt vă începe să *crească* atunci când $|T(j\omega)|$ începe să scadă. Deci impedanța văzută la terminalele respective, la înaltă frecvență, va apărea *inductivă* ca, de exemplu, în cazul impedanței z_o pentru un repetor pe emitor calculată în *Capitolul 7*. (Vezi *Problema 9.8*).

■ EXEMPLU

Să se calculeze frecvența polului dominant care asigură compensarea amplificatorului operațional 702, pentru funcționarea cu câștig unitar, cu o margine de fază de 45°. Valoarea,

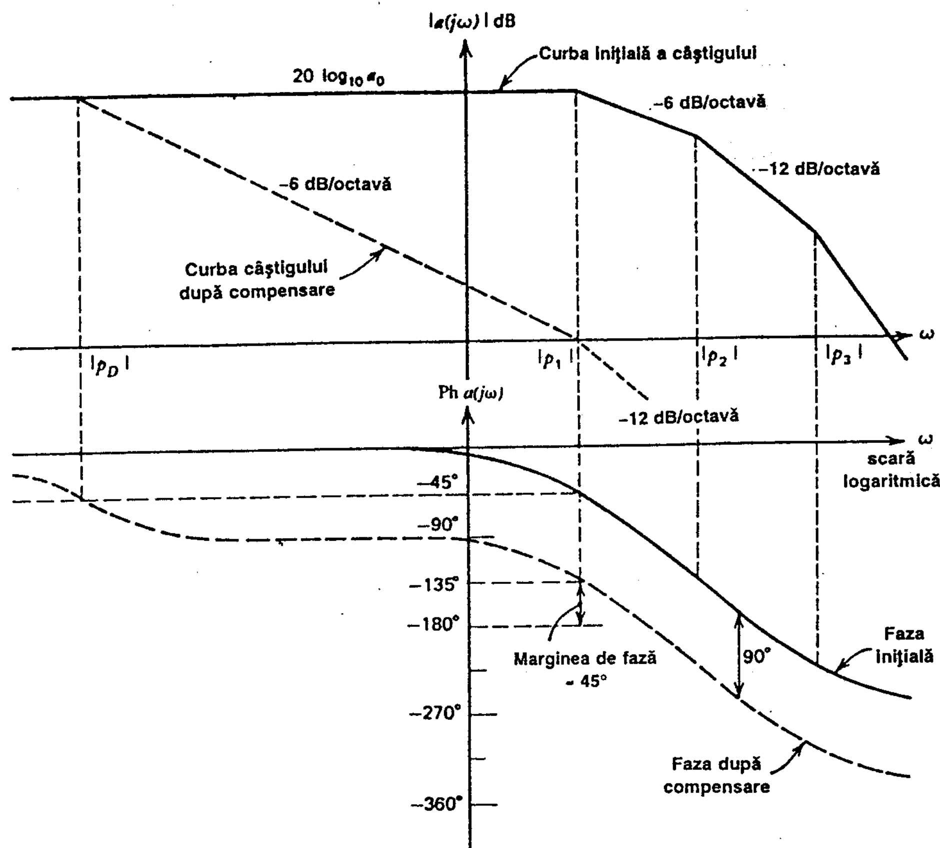


Fig. 9.12 Dependența de pulsație a modulului și fazei câștigului amplificatorului de bază, cu trei poli. Compensarea — pentru a se realiza în condițiile aplicării unei reacții astfel încât câștigul să fie unitar (f=1) — se realizează prin introducerea unui pol real negativ la pulsația $|p_D|$.

la joasă frecvență, a câștigului este a_0=3600; amplificatorul are polii la $-(p_1/2\pi)$=1 MHz, $-(p_2/2\pi)$=4 MHz și $-(p_3/2\pi)$=40 MHz.

În acest exemplu, al doilea pol, p_2, este suficient de apropiat de p_1 astfel că la frecvența de -3 dB a amplificatorului introduce un defazaj semnificativ. Ca urmare soluția acestei probleme se va obține prin utilizarea rezultatelor aproximative deduse anterior rezultând o estimare inițială a valorii necesare a frecvenței polului dominant, urmată de o ajustare empirică a valorii acestei frecvențe pentru a se obține rezultatul dorit.

În conformitate cu fig. 9.12 polul dominant $|p_D|$ trebuie plasat astfel încât câștigul să scadă cu 6dB/octavă de la a_0=3600 ajungând egal cu unitatea la $|p_1/2\pi|$=1 MHz. Deoarece o scădere cu 6 dB/octavă a câștigului în funcție de frecvență indică o proporționalitate directă, rezultă:

$$\left|\frac{p_D}{2\pi}\right| = \frac{1}{a_0}\left|\frac{p_1}{2\pi}\right| = \frac{10^6}{3600}\ \text{Hz} = 278\ \text{Hz}\ .$$

După introducerea polului $|p_D|$ caracteristica de transfer capătă forma

$$a(j\omega) = \frac{3600}{\left(1+\dfrac{j\omega}{|p_D|}\right)\left(1+\dfrac{j\omega}{|p_1|}\right)\left(1+\dfrac{j\omega}{|p_2|}\right)\left(1+\dfrac{j\omega}{|p_3|}\right)} \qquad (9.21)$$

în care polii sunt exprimaţi în rad/s. Din expresia 9.21 frecvenţa la care câştigul este unitar ($|a(j\omega)|=1$) rezultă de 780 kHz. Această valoare este uşor sub cea stabilită, de 1 MHz, deoarece la frecvenţa de frângere, $p_1/2\pi$, curba exactă a câştigului este cu 3 dB sub asimptotă. La 780 kHz defazajul care rezultă din (9.21) este de $-139°$, în loc de valoarea vizată de $-135°$, deoarece include şi o contribuţie de $-11°$ din partea polului $|p_2|$. Deşi în majoritatea cazurilor aceste două valori sunt suficient de apropiate, o margine de fază exact de 45° se poate obţine empiric reducând pe $|p_D|$ până în momentul în care (9.21) indică un defazaj de $-135°$ la frecvenţa la care câştigul este unitar; această situaţie se realizează pentru $p_D/2\pi=260$ Hz care dă o valoare de 730 kHz a frecvenţei la care câştigul este unitar. ■

Să considerăm acum funcţionarea amplificatorului, a cărui caracteristică este dată în fig. 9.12 (cu un pol dominant la pulsaţia $|p_D|$), atunci când este utilizat într-o buclă de reacţie cu $f<1$ (adică pentru un câştig global $A_0>1$). Această situaţie este ilustrată în fig. 9.13. Câştigul pe buclă ajunge unitar la pulsaţia ω_x, iar marginea de fază a circuitului este acum de aproximativ 90°. Banda la -3dB a circuitului cu reacţie este ω_x. Circuitul are acum o compensare mai accentuată decât are nevoie, ceea ce duce de fapt la o „pierdere" de bandă. Deci, deşi este convenabil să compensăm un amplificator pentru situaţia de câştig unitar şi apoi să-l utilizăm, pentru alte aplicaţii fără modificări (aşa cum se face în multe amplificatoare operaţionale) această procedură este cu totul „risipitoare" în ceea ce priveşte banda. Amplificatoarele de câştig constant (fixat) proiectate pentru aplicaţii în care se cere o valoare maximă a benzii sunt compensate în mod uzual pentru o valoare a marginii de fază (tipic 45° sau 60°) specificată la valoarea impusă a câştigului. Amplificatoarele operaţionale sunt însă circuite de uz general care trebuie să poată funcţiona cu diferite reţele de reacţie cu f variind de la 0 la 1. Pentru aceste circuite banda optimă se obţine prin realizarea compensării de către utilizator, care o potriveşte în concordanţă cu valoarea impusă a câştigului; în acest fel pentru valorile mari ale câştigului se obţine o bandă mult mai mare, după cum se poate vedea şi în fig. 9.14. Această figură prezintă compensarea amplificatorului cu caracteristica din fig. 9.11 pentru un câştig cu reacţie A_0. Polul dominant se introduce la o pulsaţie $|p_D'|$ astfel încât să se obţină o margine de fază de 45°. În mod evident pulsaţia $|p_D'|$ este mult mai mare ca $|p_D|$. Banda la -3 dB a amplificatorului cu reacţie are valoarea nominală $|p_1|$, pulsaţie la care câştigul pe buclă este de 0 dB (nu s-au luat în consideraţie supracreşterile caracteristicii câştig-pulsaţie). Pentru situaţia în care se utilizează o compensare pentru o valoare unitară a câştigului (fig. 9.13), pulsaţia de -3 dB va fi $\omega_x|p_1|/A_0$. Evident, deoarece A_0 poate fi mare îmbunătăţirea valorii benzii pentru situaţia din fig. 9.14, în comparaţie cu aceea din fig. 9.13, este semnificativă.

În schemele de compensare discutate până acum s-a presupus că amplificatorului i se adaugă un pol dominant şi că acest fapt nu afectează localizarea celorlalţi poli ai amplificatorului. O metodă mult mai eficientă de compensare a amplificatorului, în ceea ce priveşte banda, constă în adăugarea de capacităţi circuitului astfel încât pulsaţia polului dominant iniţial al amplificatorului $|p_1|$ să fie micşorată, realizând astfel funcţia de compensare.

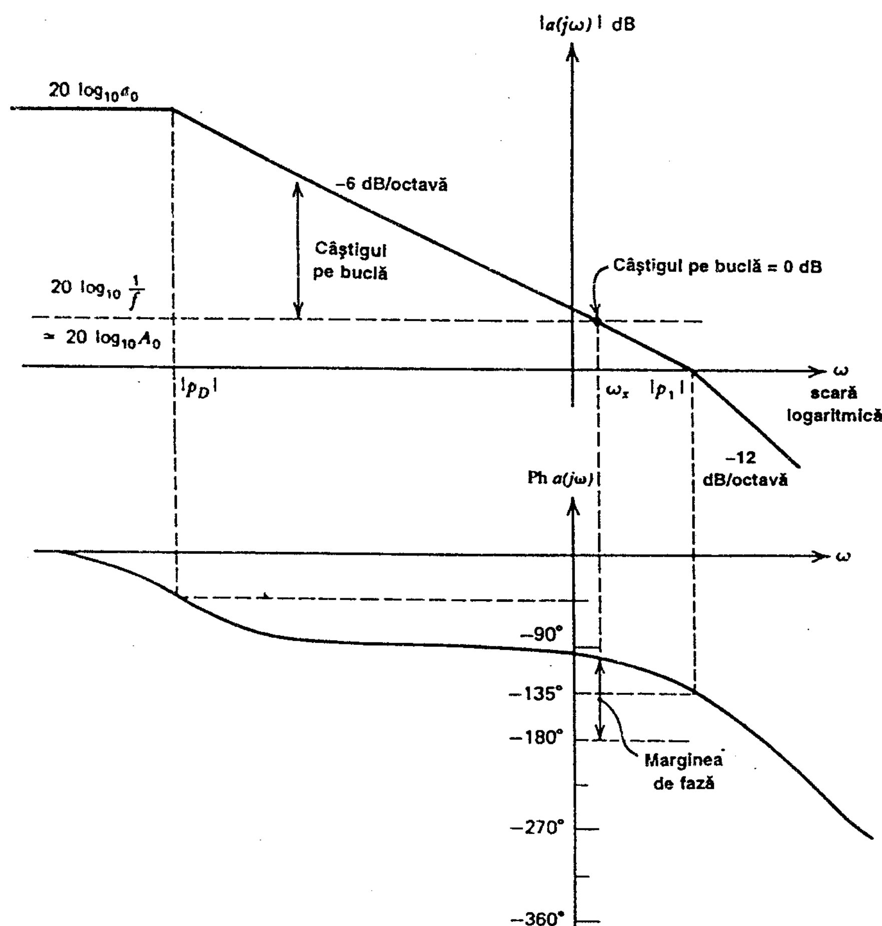


Fig. 9.13 Dependența de pulsație a modulului și fazei câștigului pentru un amplificator compensat astfel încât să funcționeze într-o buclă de reacție cu $f=1$ și cu o margine de fază de 45°. În figură marginea de fază este indicată pentru funcționarea într-o buclă cu reacție, cu $f<1$.

Această metodă implică atât accesul la nodurile interne ale amplificatorului cât și cunoașterea acelor noduri în care adăugarea de capacități duce la scăderea pulsației $|p_1|$.

Să considerăm în continuare efectele date de aplicarea acestei metode la compensarea pentru câștig unitar a amplificatorului cu caracteristica din fig. 9.11. Vom presupune, din nou, că poziția polilor de la frecvențe mai înalte p_2 și p_3 nu este afectată de această procedură. De fapt, în realitate, în funcție de metoda de compensare utilizată, frecvența acestor poli crește sau scade; de această chestiune ne vom ocupa mai târziu.

Compensarea amplificatorului prin micșorarea lui $|p_1|$ este prezentată în fig. 9.15. Pentru a se obține o margine de fază de 45°, în condițiile unei reacții care determină o valoare unitară a câștigului cu reacție, mărimea polului dominant $|p_1'|$ trebuie aleasă astfel încât valoarea câștigului să ajungă egală cu unitatea la pulsația $|p_2|$ (al doilea pol ca mărime). Deci valoarea nominală a benzii în configurația cu câștig unitar este $|p_2|$; la această pulsație câștigul pe buclă este unitar.

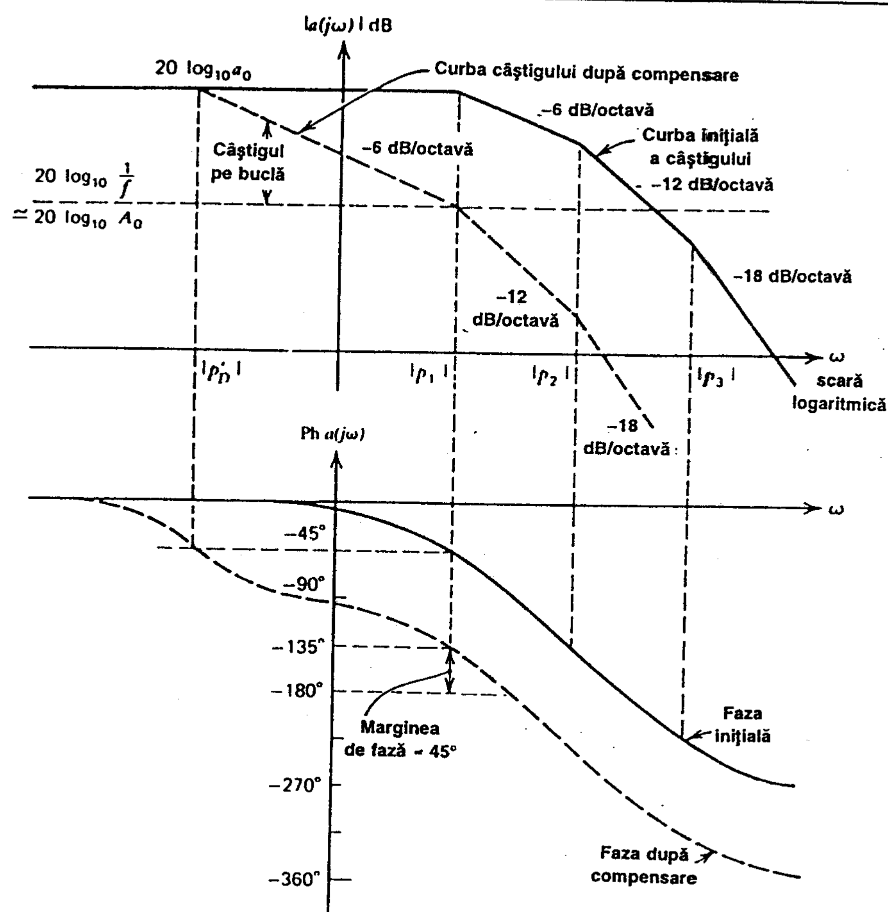


Fig. 9.14 Dependența de pulsație a modulului și fazei câștigului pentru un amplificator compensat pentru a funcționa într-o buclă de reacție cu $f < 1$ și o margine de fază de 45°. Compensarea se realizează prin adăugarea unui pol nou, p_D'.

Pentru a face o comparație să observăm că la compensarea realizată prin adăugarea unui pol suplimentar cu pulsația $|p_D|$, banda care rezultă este $|p_1|$, vezi fig. 9.12. În schemele concrete de amplificatoare pulsația $|p_2|$ este adeseori de 5—10 ori mai mare ca $|p_1|$ obținându-se astfel o îmbunătățire substanțială a benzii.

Rezultatele prezentate în această secțiune explică de ce amplificatorul de bază destinat să lucreze într-un circuit cu reacție este proiectat în mod obișnuit cu cât mai puține etaje. Fiecare etaj mai adaugă în mod inevitabil poli la caracteristica de transfer fapt care sporește dificultatea problemei compensării mai ales în cazul în care se cere și o bandă largă.

9.4.2 Metode de compensare

Pentru a compensa un circuit prin obișnuita metodă a îngustării benzii, descrisă mai sus, este necesar să-i adăugăm o capacitate pentru a crea un pol dominant la frecvența dorită.

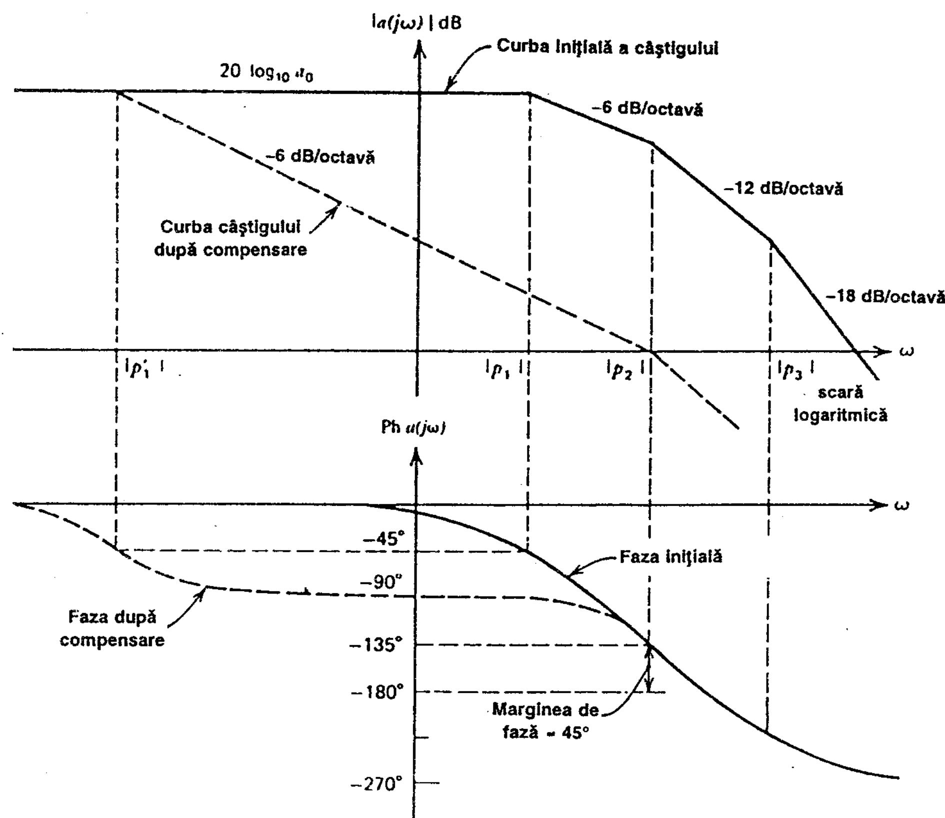


Fig. 9.15 Dependența de pulsație a modulului și fazei câștigului pentru un amplificator compensat pentru a funcționa într-o buclă cu reacție cu $f=1$ și o margine de fază de 45°. Compensarea se realizează prin reducerea pulsației $|p_1|$ a polului dominant al amplificatorului original.

O posibilitate practică este ilustrată în fig. 9.16 care constituie schema primelor două etaje ale unui amplificator simplu. Un capacitor, C, de valoare mare, se conectează între colectoarele tranzistoarelor etajului de intrare. Etajul de ieșire, care este presupus de bandă largă, nu este indicat în figură. Semicircuitul diferențial pentru schema din fig. 9.16 este prezentat în fig. 9.17; trebuie să se observe că în acest semicircuit capacitatea de compensare este de valoare dublă. Contribuția majoră la polul dominant al unui circuit de acest tip (dacă R_S nu este prea mare) este dată de capacitatea de intrare a tranzistorului Q_4 și de capacitatea Miller asociată lui. Plasarea capacitorului de compensare, așa cum este indicată în figură, va reduce frecvența polului dominant al amplificatorului original, realizându-se astfel funcția de compensare dorită. Prin adăugarea capacitorului C se vor modifica aproape sigur și polii de la frecvențe mai înalte ai amplificatorului. În practică, cea mai bună metodă de abordare a proiectării compensării este de a utiliza fie simularea pe calculator fie determinări experimentale pentru a găsi poziția inițială a polilor. Se face o primă estimare a lui C, presupunând că polii de la frecvențe mai înalte nu-și schimbă poziția; urmează o nouă simulare sau determinare experimentală incluzând în schemă capacitorul C, pentru a verifica valabilitatea presupunerii. Pe baza acestor date noi se continuă cu o nouă estimare a valorii capacitorului C etc. Acest proces converge în mod obișnuit după câteva iterații.

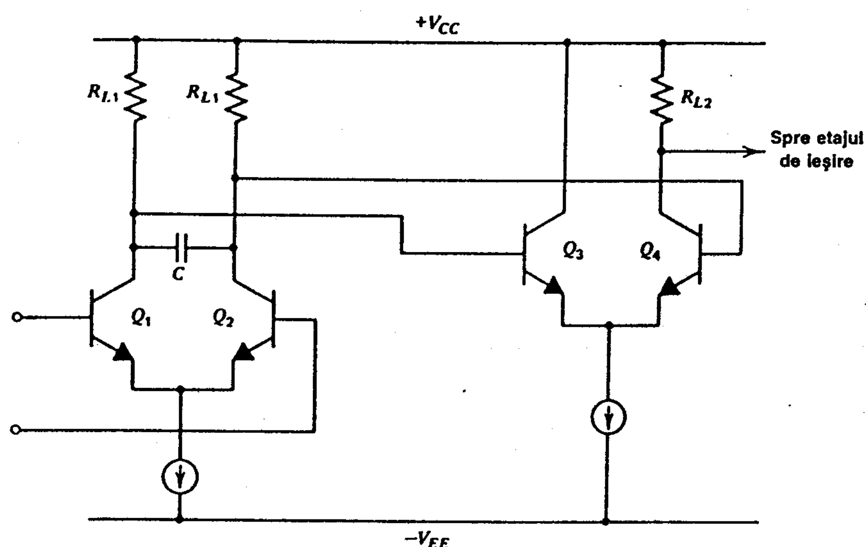


Fig. 9.16 Compensarea unui amplificator prin introducerea unui capacitor de valoare mare, *C*.

Valoarea polului dominant pentru circuitul din fig. 9.17 poate fi estimată prin metoda constantelor de timp în gol. Totuși dacă valoarea necesară pentru *C* este foarte mare, acest capacitor va fi dominant; ca urmare la estimarea polului dominant se va lua în considerație numai capacitorul *C* și se vor ignora celelalte capacități din circuit. În acest caz valoarea polului dominant este

$$|p_D| = \frac{1}{2CR} \tag{9.22}$$

în care

$$R = R_{L1} \| R_{i4} \tag{9.23}$$

și

$$R_{i4} = r_{b4} + r_{\pi 4}\ . \tag{9.24}$$

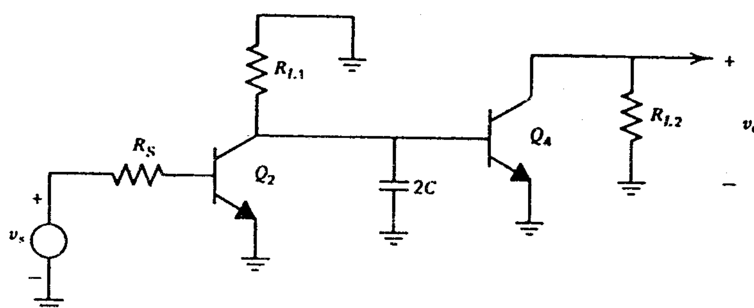


Fig. 9.17 Semicircuitul diferențial pentru circuitul din fig. 9.16.

Un dezavantaj al acestei metode de realizare a compensării este dat de faptul că rezultă o valoare mare a capacitorului C (tipic mai mare de 1000 pF) care nu se poate realiza pe un cip de circuit monolitic.

Multe amplificatoare operaţionale moderne au compensarea pentru funcţionarea cu câştig unitar inclusă pe cip, din partea utilizatorului nemaifiind necesară nici o compensare. (Sacrificiul în ceea ce priveşte banda, determinat de această tehnică de compensare, atunci când se lucrează cu valori ale câştigului diferite de unitate, a fost descris şi semnalat anterior). Pentru a se putea fabrica un amplificator operaţional monolitic compensat intern, compensarea trebuie realizată folosind un capacitor mai mic de 50 pF. Această valoare mică sugerează utilizarea *efectului Miller* pentru a *multiplica* valoarea capacităţii. Un exemplu e constituit de amplificatorul operaţional 741, este dat în fig. 9.18. Capacitorul de compensare de 30 pF este conectat pe perechea Darlington Q_{16}-Q_{17} şi produce un pol de 4,9 Hz (în conformitate cu rezultatele obţinute în *Capitolul 7* prin utilizarea metodei constantelor de timp în gol). Dependenţele de frecvenţă ale modulului câştigului şi fazei care rezultă prin folosirea acestei capacităţi de compensare pentru 741 sunt prezentate în fig. 9.19. Aceste curbe au fost obţinute prin utilizarea programului SLIC şi a valorilor tipice pentru 741. Ele pun în evidenţă o valoare de 1,25 MHz a frecvenţei pentru care câştigul este unitar, o margine de fază de 80° şi un câştig la joasă frecvenţă de 108 dB. Trebuie arătat că pentru diverse amplificatoare de tip 741 existente pe piaţă se obţin performanţe întrucâtva diferite, din cauza valorilor diferite ale parametrilor dispozitivelor, determinate de diferenţele între procesele de fabricaţie utilizate.

Acest mod de realizare a compensării oferă pe lângă posibilitatea de a utiliza un capacitor de mică valoare, care poate fi integrat pe cip, şi un alt avantaj important, dat de fenomenul denumit *separarea polilor*[4]. Pentru a ilustra fenomenul de separare a polilor în fig. 9.20 se indică (nu la scară) poziţiile polilor şi zerourilor importante ale amplificatorului 741, înainte şi după compensare, calculate folosind programul SLIC. Înainte de compensare circuitul are doi poli importanţi la joasă frecvenţă, la 18,9 kHz şi 328 kHz.

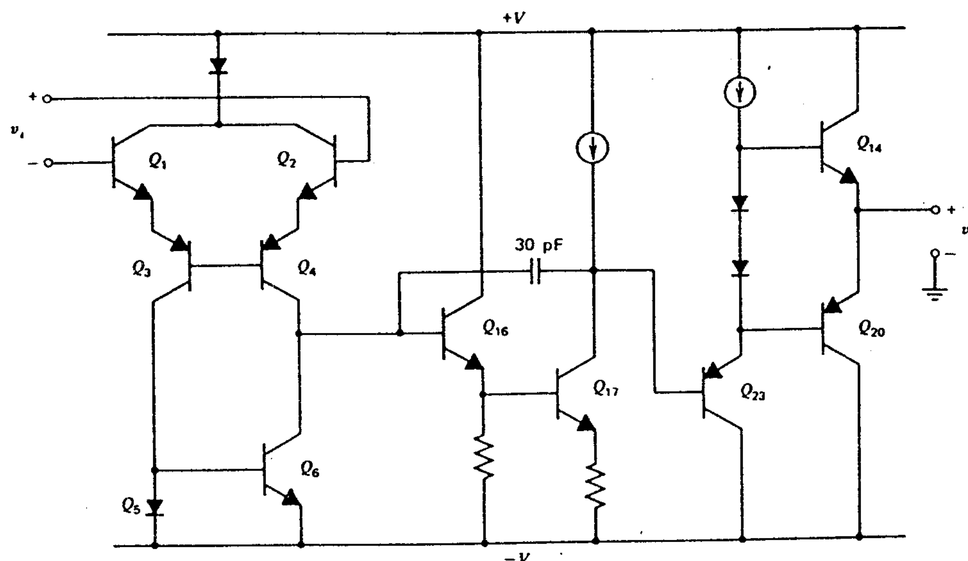


Fig. 9.18 Schema simplificată a amplificatorului operaţional 741. Compensarea se realizează prin efect Miller folosind un capacitor de 30 pF conectat pe perechea Darlington Q_{16}-Q_{17}.

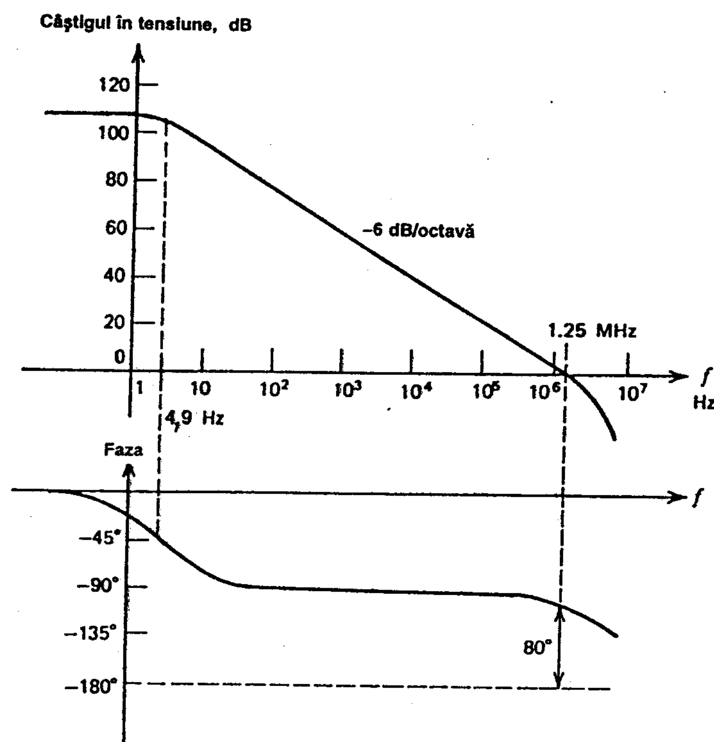


Fig. 9.19 Dependenţa de frecvenţă a modulului şi fazei câştigului amplificatorului operaţional 741.

Calculele din *Capitolul 7* au arătat că polul dominant de la 18,9 kHz este determinat în mare măsură de capacitatea şunt din baza tranzistorului Q_{16}. Simulările pe calculator, în condiţiile în care în diverse părţi ale circuitului se elimină diferite elemente capacitive, arată că polul de la 328 kHz este introdus tot de tranzistoarele Q_{16} şi Q_{17}. Restul de poli şi zerouri este dat de diverse părţi ale circuitului, inclusiv etajele de intrare şi ieşire.

După compensare în poziţia polilor şi zerourilor are loc o schimbare majoră (vezi fig. 9.20*b*). După cum s-a dorit, amplificatorul are acum un pol dominant la 5 Hz; în plus se obţine şi un avantaj suplimentar deoarece al doilea pol de la 328 kHz a fost practic eliminat. Acum toţi ceilalţi poli sunt grupaţi între 10 MHz şi 15 MHz într-o aglomerare care include şi poli complecşi. Deoarece câştigul amplificatorului trebuie să fie făcut unitar la o frecvenţă mai mică decât aceea corespunzătoare celui de-al doilea pol (pentru a avea o margine de fază adecvată), îndepărtarea polului de la 328 kHz măreşte mult banda realizabilă a circuitului. Dacă acest pol nu s-ar fi mişcat, era necesară ajustarea capacitorului de compensare astfel încât valoarea câştigului amplificatorului 741 să ajungă egală cu unitatea la o frecvenţă *mai mică* decât 328 kHz.

Separarea celor doi poli de joasă frecvenţă ai amplificatorului 741 descrisă mai sus este un proces destul de complex care include şi alţi poli şi zerouri de la înaltă frecvenţă ai perechii Darlington. Procesul de separare a polilor poate fi, totuşi, ilustrat presupunând că perechea Darlington se înlocuieşte cu un singur tranzistor. În această situaţie va avea loc un proces similar de separare a polilor, care va fi ilustrat în cele ce urmează. Înlocuind perechea Darlington Q_{16}-Q_{17} din fig. 9.18 cu un singur tranzistor funcţia de transfer a etajului se poate

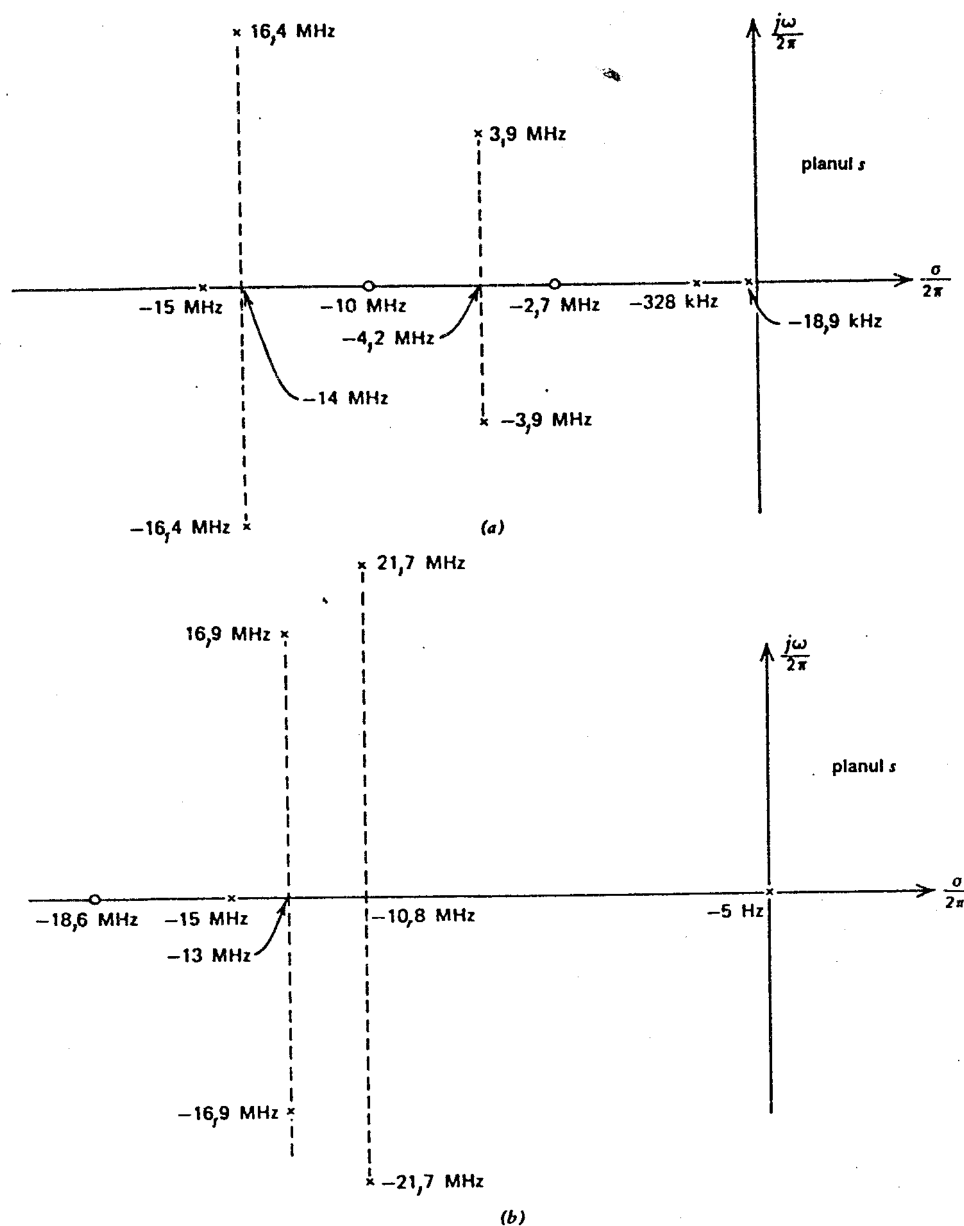


Fig. 9.20 Polii și zerourile amplificatorului operațional 741 determinate cu calculatorul. (*a*) Înainte de compensare. (*b*) După compensare. (Desenul nu este la scară).

calcula din circuitul echivalent aproximativ prezentat în fig. 9.21. Etajul este alimentat de un curent i_s care vine de la sarcina activă. Rezistoarele R_1 și R_2 reprezintă rezistențele paralel totale de intrare și respectiv ieșire, inclusiv rezistențele de intrare și ieșire ale tranzistorului, iar C_1 și C_2 reprezintă capacitățile totale paralel la intrare și respectiv ieșire. Capacitorul C este dat de capacitatea colector-bază a tranzistorului plus capacitatea de compensare.

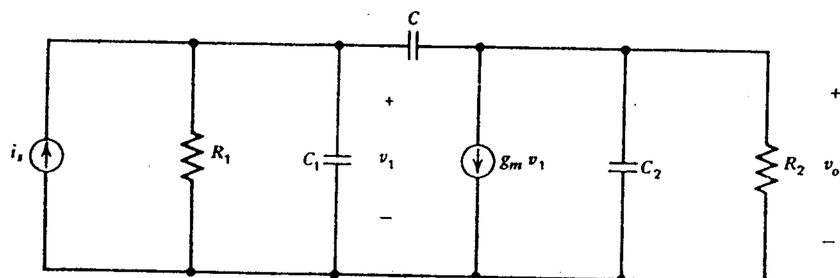


Fig. 9.21 Circuitul echivalent de semnal mic al unui etaj cu un singur tranzistor. Capacitorul de reacţie C include capacitatea de compensare.

Pentru circuitul din fig. 9.21 se poate scrie:

$$i_s = \frac{v_1}{R_1} + v_1 C_1 s + (v_1 - v_o) C s = 0 \ , \tag{9.25}$$

$$g_m v_1 + \frac{v_o}{R_2} + v_o C_2 s + (v_o - v_1) C s = 0 \ . \tag{9.26}$$

Din (9.25) şi (9.26) se obţine:

$$\frac{v_o}{i_s} = \frac{(g_m - Cs) R_2 R_1}{1 + s[(C_2 + C_1) + (C_1 + C) + g_m R_2 R_1 C] + s^2 R_2 R_1 (C_2 C_1 + C C_2 + C C_1)} \ . \tag{9.27}$$

Funcţia de transfer are un zero real, pozitiv

$$z = \frac{g_m}{C} \tag{9.27a}$$

care, uzual, în circuitele bipolare este suficient de mare ca să poată fi neglijat. Pentru circuitele cu TEC, din cauza valorii mai mici a transconductanţei g_m, această neglijare nu este de obicei posibilă. Această chestiune va fi reluată ulterior.

Circuitul are o funcţie de transfer cu doi poli. Dacă p_1 şi p_2 sunt polii circuitului atunci numitorul lui (9.27) se poate scrie

$$D(s) = \left(1 - \frac{s}{p_1}\right)\left(1 - \frac{s}{p_2}\right) = \tag{9.28}$$

$$= 1 - s\left(\frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2}\right) + \frac{s^2}{p_1 p_2} \ . \tag{9.29}$$

Dacă polii sunt mult separaţi, fapt care se şi întâmplă în mod obişnuit, atunci

$$D(s) \approx 1 - \frac{s}{p_1} + \frac{s^2}{p_1 p_2} \ . \tag{9.30}$$

De observat că s-a presupus că polul dominant este p_1.

Identificând coeficienţii din (9.29) şi (9.30) se găseşte

$$p_1 = -\frac{1}{(C_2+C)R_2+(C_1+C)R_1+g_m R_2 R_1 C} \tag{9.31}$$

relație care se poate aproxima prin

$$p_1 \approx -\frac{1}{g_m R_2 R_1 C} \tag{9.32}$$

deoarece efectul Miller determinat de C va fi dominant dacă valoarea lui C este mare. Expresia 9.31 este identică cu aceea care se obține pentru polul dominant prin metoda constantelor de timp în gol.

Polul nedominant, p_2, se găsește prin identificarea coeficienților lui s^2 din (9.27) și (9.30). Făcând uz de (9.32) se obține:

$$p_2 \approx -\frac{g_m C}{C_2 C_1 + C(C_1 + C_2)} \,. \tag{9.33}$$

Relația 9.32 arată că valoarea polului dominant, $|p_1|$, scade odată cu creșterea lui C, iar relația 9.33 că $|p_2|$ *crește* odată cu *creșterea* valorii capacitorului C. Rezultă că prin mărirea valorii lui C polii *se îndepărtează unul de altul*. După ce valoarea lui C devine mult mai mare decât C_1 și C_2, $|p_2|$ tinde către $g_m/(C_1+C_2)$ a cărui valoare este plasată în mod obișnuit la frecvențe relativ mari (zeci de MHz pentru valorile tipice ale parametrilor).

Este interesant de observat că pentru $C=0$ polii circuitului din fig. 9.21 sunt:

$$p_1 = -\frac{1}{R_1 C_1} \,, \tag{9.34a}$$

$$p_2 = -\frac{1}{R_2 C_2} \,. \tag{9.34b}$$

În fig. 9.22 se indică locul polilor circuitului din fig. 9.21, pentru C crescând de la zero.

Calculele precedente au pus în evidență modul în care, compensarea unui amplificator prin adăugarea unei capacități Miller mari unui etaj cu un singur tranzistor, face ca polul nedominant să se plaseze la frecvențe mult mai mari.

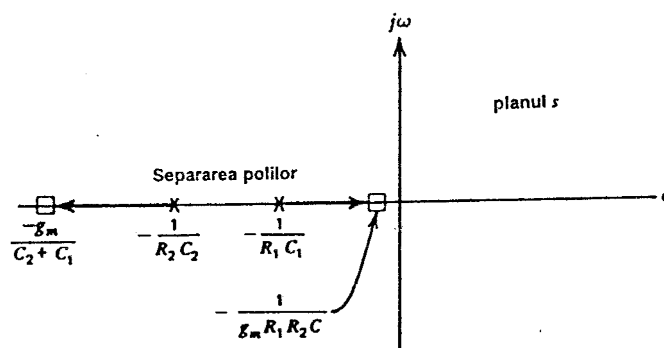


Fig. 9.22 Locul polilor circuitului din fig. 9.21 în cazul în care capacitatea C crește începând de la 0.

Un proces similar are loc și în amplificatorul 741; acesta este de altfel motivul eliminării după compensare a polului de la 328 kHz (vezi fig. 9.20). Este interesant de discutat performanțele care rezultă dacă 741 este compensat simplu, adăugând direct între baza lui Q_{16} (din fig. 9.18) și masă un capacitor.

Prin simulare pe calculator se găsește că în condițiile în care se obține aceeași valoare de 80° a marginii de fază, parametrii amplificatorului necompensat rămânând nemodificați, este necesară o capacitate de compensare de 0,3 μF. Prin această compensare se obține un pol dominant plasat la 0,27 Hz și o frecvență la care câștigul este unitar de numai 63 kHz. Al doilea pol, în ordinea crescătoare a valorii, se plasează la 294 kHz. Rezultă că a avut loc o foarte mică modificare a valorii celui de al doilea pol în sensul *micșorării* sale. Ca urmare, banda realizabilă a amplificatorului compensat în acest fel este de numai 1/20 din aceea care se obține prin compensarea prin efect Miller. Alt dezavantaj evident este acela că o capacitate de 0,3 μF nu poate fi inclusă pe un cip monolitic.

Pentru acest caz polul dominant se poate calcula prin utilizarea rezultatelor obținute în *Capitolul 7*, în care s-a arătat că valoarea rezistenței totale care se simte între baza lui Q_{16} și masă este de 1,95 MΩ. Combinarea acestei valori cu aceea de 0,3 μF a capacității dă un pol

$$\frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 1{,}95 \times 10^6 \times 0{,}3 \times 10^{-6}} = 0{,}27 \text{ Hz} ,$$

valoare care corespunde cu exactitate cu aceea determinată cu calculatorul.

Efectul diferitelor metode de compensare descrise mai sus se poate vedea pe circuitul din fig. 9.21.

Dacă în acest circuit capacitorul C_1 este făcut mare, pentru a produce un pol dominant, valoarea polului se poate calcula din (9.31): $p_1 \approx -1/(R_1C_1)$. Polul nedominant se găsește prin identificarea coeficientului lui s^2 în expresiile 9.27 și 9.30 și utilizarea relației determinate mai sus pentru p_1; se obține $p_2 \approx -1/R_2(C_2+C)$. Această valoare a lui p_2 este aproximativ aceeași cu valoarea dată de (9.34b), care s-a obținut pentru $C=0$ și *înainte* ca să aibă loc separarea polilor. Deci în circuitul din fig. 9.21 crearea unui pol dominant prin mărimea capacității C_1 va duce la o valoare a celui de al doilea pol mult mai mică în comparație cu aceea care se obține dacă polul dominant se realizează prin mărirea capacitorului C. Aceeași tendință generală este valabilă și pentru situațiile mult mai complexe care există în amplificatorul operațional 741.

Rezultatele din această secțiune sunt utile și pentru o clarificare suplimentară a considerațiilor din *Secțiunea 7.3.3*, unde s-a arătat că într-o cascadă de etaje cu emitorul comun existența capacității colector-bază, C_μ, tinde să determine separarea polilor și să producă o situație de pol dominant. Dacă circuitul echivalent din fig. 9.21 este considerat ca o secțiune reprezentativă a unei cascade de etaje cu emitorul copmun (C_2 este capacitatea de intrare a etajului care urmează, iar r_b se neglijează) iar capacitorul C este echivalat cu C_μ, calculele din această secțiune arată că prezența lui C_μ tinde într-adevăr să producă o situație de pol dominant din cauză că are loc separarea polilor. Deci în astfel de circuite, metoda constantelor de timp în gol va oferi o bună estimare pentru $\omega_{-3\,\text{dB}}$.

Teoria compensării, dezvoltată în acest capitol, a fost ilustrată cu câteva exemple de circuite bipolare. Teoria se aplică în general oricărui circuit activ dar în cazul TECMOS, din cauza valorilor particulare ale unor parametrii de dispozitiv, unele din aproximațiile care au fost făcute în precedenta analiză pot să nu mai fie valabile. În continuare se discută aspectele particulare legate de compensarea amplificatoarelor MOS.

9.4.3 Compensarea amplificatoarelor MOS

Topologia fundamentală a unui amplificator operaţional MOS, prezentată în fig. 6.39, este în esenţă identică cu aceea a corespondentului său bipolar. Ca urmare circuitul echivalent din fig. 9.21 se poate folosi pentru reprezentarea celui de al doilea etaj împreună cu capacitatea sa de compensare. Polii circuitului sunt în continuare daţi de relaţiile 9.32 şi 9.33 iar zeroul de relaţia 9.27a. Totuşi în cazul TEC transconductanţa este tipic cu un ordin de mărime mai mică decât pentru tranzistorul bipolar; ca urmare frecvenţa de frângere corespunzătoare zeroului din (9.27) poate ajunge sub valoarea nominală a frecvenţei la care câştigul amplificatorului operaţional este unitar.

Efectul determinat de această situaţie este prezentat în fig. 9.23. Începând cu frecvenţa $|z|$ caracteristica de frecvenţă a modulului câştigului amplificatorului devine orizontală (pentru frecvenţe mai mari ca $|z|$ zeroul contribuie la câştig cu +6 dB/octavă). În aceeaşi regiune, datorită zeroului real pozitiv, faza devine mai *negativă* cu 90°. În consecinţă amplificatorul va avea o margine de fază negativă şi va deveni instabil atunci când se va simţi influenţa polului care urmează imediat după polul dominant.

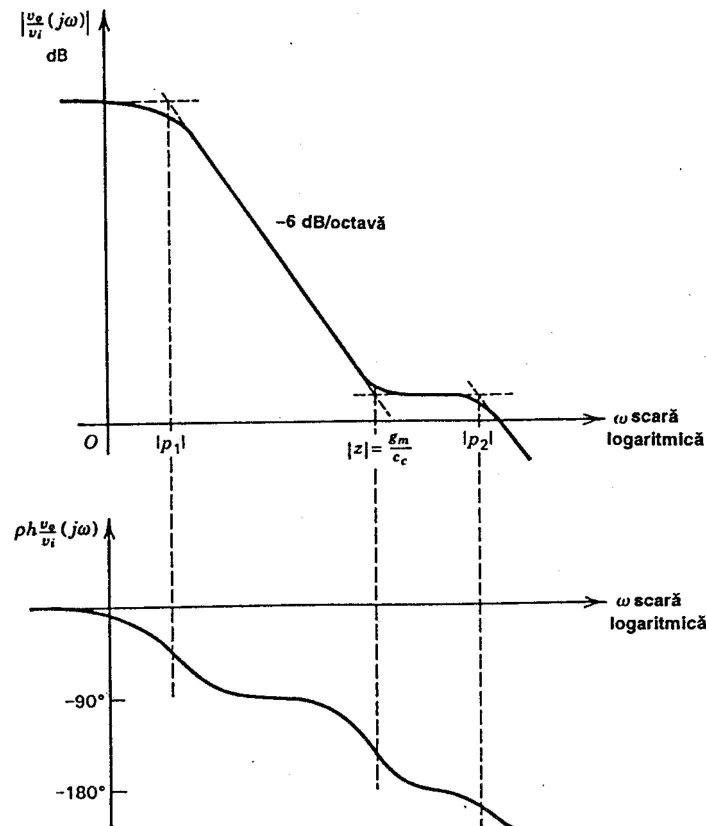
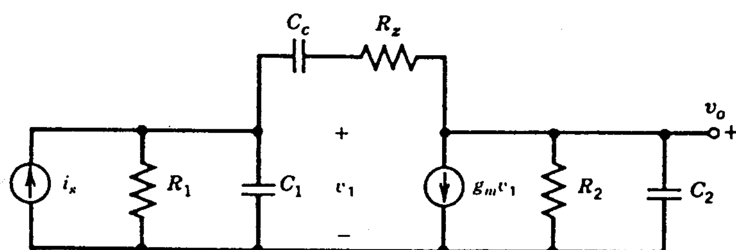


Fig. 9.23 Variaţia tipică a modulului şi a fazei câştigului amplificatorului operaţional CMOS prezentat în fig. 6.39*b*.

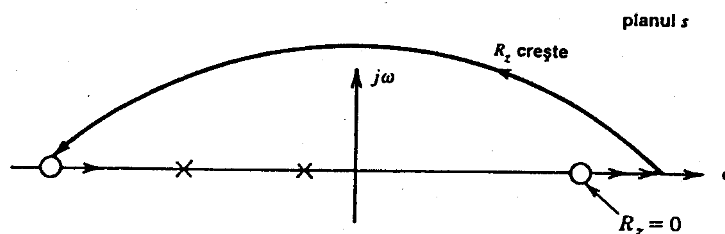
De fapt prezenţa zeroului face ca să înceteze scăderea câştigului la creşterea frecvenţei, scădere destinată stabilizării amplificatorului şi în acelaşi timp împinge faza spre valori negative. De observat că, în conformitate cu (9.33), valoarea mică a tranconductanţei g_m a TEC tinde să reducă valoarea lui $|p_2|$ în comparaţie cu situaţia de la amplificatorul bipolar.

O altă modalitate de a privi această situaţie rezultă din observaţia că la frecvenţe înalte calea de trecere directă a semnalului prin capacitorul C_c (vezi fig. 6.39*b*) tinde să domine complet calea normală de câştig prin tranconductanţa g_m a celui de al doilea etaj, dacă g_m este mic. Calea de trecere directă prin capacitorul C_c nu mai introduce defazajul de 180° al celui de al doilea etaj astfel că global amplificatorul pierde un etaj inversor. O reacţie aplicată amplificatorului global va fi acum pozitivă şi nu negativă ceea ce conduce la apariţia oscilaţiilor. La frecvenţe foarte înalte capacitorul C_c acţionează ca un scurtcircuit astfel că al doilea etaj ajunge conectat ca diodă. În acest fel cel de al doilea etaj constituie de fapt pentru primul etaj o sarcină rezistivă egală cu $1/g_m$, punându-se din nou în evidenţă o pierdere de 180° în defazajul global.

Pentru eliminarea efectului dat de zeroul din semiplanul drept s-au conturat două soluţii eficiente. O soluţie constă din adăugarea unui repetor pe sursă în calea ieşire-capacitor de compensare, prevenind astfel trecerea directă a semnalului spre ieşire prin capacitor. Această soluţie funcţionează bine dar implică mai multe tranzistoare şi un curent de polarizare în curent continuu. O soluţie mult mai simplă este aceea de a conecta un „rezistor de anulare" în serie cu capacitorul de compensare (vezi fig. 9.24).



(*a*)



(*b*)

Fig. 9.24 (*a*) Circuitul echivalent de semnal mic al unui etaj de compensare cu „rezistor de anulare". (*b*) Plasarea polilor şi zeroului în planul *s*; se pune în evidenţă modul în care se modifică poziţia zeroului pentru diverse valori ale rezistorului R_z.

Urmând aceeaşi cale de analiză ca şi pentru circuitul din fig. 9.21 se găseşte că poziţia polilor este apropiată de aceea a circuitului originar iar poziţia zeroului este

$$z = \frac{1}{C_c\left(\frac{1}{g_m} - R_z\right)} . \qquad (9.35)$$

Din (9.35) rezultă că zeroul se anulează atunci când R_z este egal cu $1/g_m$. De fapt rezistenţa poate fi crescută peste această valoare, mutând astfel zeroul în semiplanul stâng pentru a îmbunătăţi marginea de fază a amplificatorului. Modificarea poziţiei zeroului odată cu creşterea lui R_z este ilustrată în fig. 9.24*b*.

În finalul acestei discuţii asupra compensării amplificatoarelor operaţionale MOS vom considera cascoda „îndoită". După cum s-a remarcat în *Capitolul 6* compensarea amplificatorului operaţional cu cascodă „îndoită" este uşor de realizat deoarece singurul nod de impedanţă mare din calea de semnal se află la ieşire. Ca urmare funcţia de compensare o realizează capacitatea de sarcină C_L. Polii nedominanţi semificativi sunt daţi de capacitatea grilă-sursă a tranzistoarelor cu grila comună M_3 şi M_4 şi de tranzistoarele oglinzii de curent M_5, M_6, M_7 şi M_8. Valorile acestor poli sunt de ordinul de mărime al frecvenţei f_T a acestor tranzistoare, care este tipic de câteva sute de MHz. Deci, cu acest circuit, prin alegerea convenabilă a transconductanţei tranzistoarelor de intrare este posibilă obţinerea unei valori foarte mari a benzii cu bucla închisă în condiţiile menţinerii unei margini de fază bune[5]. Această topologie este folosită şi pentru amplificatoarele operaţionale bipolare rapide fabricate prin procese care oferă tranzistoare complementare cu performanţe ridicate.

9.5 METODA LOCULUI RĂDĂCINILOR[6,7]

Discuţiile din capitolul de faţă s-au referit, în principal, până în acest punct la calculul stabilităţii amplificatoarelor cu reacţie şi a compensării utilizând metode legate de domeniul frecvenţă. Aceste metode sunt larg utilizate deoarece permit proiectarea compensării amplificatoarelor cu reacţie fără a cere un efort excesiv. Metoda *locului rădăcinilor* implică determinarea polilor şi zerourilor amplificatorului şi variaţia poziţiilor lor în planul s atunci când se modifică valoarea de joasă frecvenţă a câştigului pe buclă T_0. Această metodă oferă mai multe informaţii despre funcţionarea amplificatorului decât metodele legate de domeniul frecvenţă, dar cere şi un efort de calcul mai mare. În practică unele probleme se rezolvă la fel de bine utilizând oricare din metode în timp ce altele se rezolvă mult mai simplu prin una din ele. Din această cauză trebuie ca proiectantul de circuite să aibă îndemânarea necesară în ceea ce priveşte aplicarea ambelor metode. Metoda locului rădăcinilor va fi ilustrată pentru început printr-un exemplu simplu.

9.5.1 Locul rădăcinilor pentru o funcţie de transfer cu trei poli

Fie un amplificator a cărui funcţie de transfer $a(s)$ are trei poli identici

$$a(s) = \frac{a_0}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)^3} , \qquad (9.36)$$

în care a_0 este câştigul la joasă frecvenţă şi $|p_1|$ pulsaţia corespunzătoare polului. Amplificatorul se plasează într-o buclă de reacţie negativă, ca în fig. 9.1, reţeaua de reacţie având un factor de transfer f care este constant. Dacă presupunem că efectele de încărcare date de reţeaua de reacţie sunt mici, câştigul global cu reacţie este dat de

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s)f} . \tag{9.37}$$

Înlocuind (9.36) în (9.37) se obţine

$$A(s) = \frac{\dfrac{a_0}{\left(1 - \dfrac{s}{p_1}\right)^3}}{1 + \dfrac{a_0 f}{\left(1 - \dfrac{s}{p_1}\right)^3}} = \frac{a_0}{\left(1 - \dfrac{s}{p_1}\right)^3 + T_0} \tag{9.38}$$

unde $T_0 = a_0 f$ este câştigul pe buclă la joasă frecvenţă.

Polii lui $A(s)$ sunt daţi de *rădăcinile* ecuaţiei:

$$\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)^3 + T_0 = 0 . \tag{9.39}$$

Deci

$$\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)^3 = -T_0$$

şi

$$1 - \frac{s}{p_1} = \sqrt[3]{-T_0} = -\sqrt[3]{T_0} \quad \text{sau} \quad \sqrt[3]{T_0}\, e^{j60^\circ} \quad \text{sau} \quad \sqrt[3]{T_0}\, e^{-j60^\circ} .$$

Cele trei rădăcini ale ecuaţiei (9.39) sunt:

$$\begin{aligned} s_1 &= p_1(1 - \sqrt[3]{T_0}) , \\ s_2 &= p_1(1 - \sqrt[3]{T_0}\, e^{j60^\circ}) , \\ s_3 &= p_1(1 - \sqrt[3]{T_0}\, e^{-j60^\circ}) . \end{aligned} \tag{9.40}$$

Aceste trei rădăcini sunt cei trei poli ai lui $A(s)$; ca urmare expresia 9.38 se poate scrie astfel:

$$A(s) = \frac{a_0}{1 + T_0} \frac{1}{\left(1 - \dfrac{s}{s_1}\right)\left(1 - \dfrac{s}{s_2}\right)\left(1 - \dfrac{s}{s_3}\right)} . \tag{9.41}$$

Expresia 9.40 permite calculul polilor lui $A(s)$ pentru orice valoare a câştigului pe buclă la joasă frecvenţă, T_0. Pentru $T_0=0$, după cum era de altfel de aşteptat, toţi cei trei poli sunt egali cu p_1. Pe măsură ce T_0 creşte unul din poli se mişcă în lungul axei negative reale, iar ceilalţi doi părăsesc axa sub un unghi de 60°, mergând spre semiplanul drept. *Locul rădăcinilor* este prezentat în fig. 9.25.; fiecare punct de pe locul rădăcinilor corespunde unei valori a lui T_0. Un punct semnificativ al locului rădăcinilor corespunde valorii lui T_0 la care cei doi poli complecşi intră în semiplanul drept; această valoare a câştigului pe buclă corespunde apariţiei *oscilaţiilor*. Din expresia lui s_2 — vezi (9.40) — rezultă că această situaţie se realizează atunci când $\mathrm{Re}(s_2)=0$; se găseşte

$$1 - \mathrm{Re}(\sqrt[3]{T_0}\, e^{j60°}) = 0$$

sau

$$\sqrt[3]{T_0} \cos 60° = 1$$

deci

$$T_0 = 8 .$$

În concluzie *orice* amplificator cu trei poli identici devine instabil dacă valoarea câştigului pe buclă T_0 este mai mare ca 8. Această condiţie este efectiv restrictivă şi subliniază necesitatea compensării în cazul în care sunt necesare valori mai mari pentru T_0. Se observă că locul rădăcinilor nu dă numai valoarea lui T_0 care determină instabilitatea ci permite şi calculul polilor amplificatorului pentru valori $T_0<0$ permiţând astfel obţinerea atât a răspunsului sinusoidal *cât şi* a răspunsului tranzitoriu al amplificatorului.

Frecvenţa de oscilaţie se poate găsi din fig. 9.25 prin calcularea distanţei

$$\omega_0 = |p_1| \tan 60° = 1{,}732\,|p_1| . \qquad (9.42)$$

Deci, atunci când polii se găsesc chiar pe punctul de a intra în semiplanmul drept partea lor imaginară are o valoare de $1{,}732|p_1|$ care este chiar pulsaţia răspunsului sinusoidal cu o amplitudine crescătoare în timp. Dacă polii complecşi se găsesc la $(\sigma \pm j\omega_0)$, unde σ este

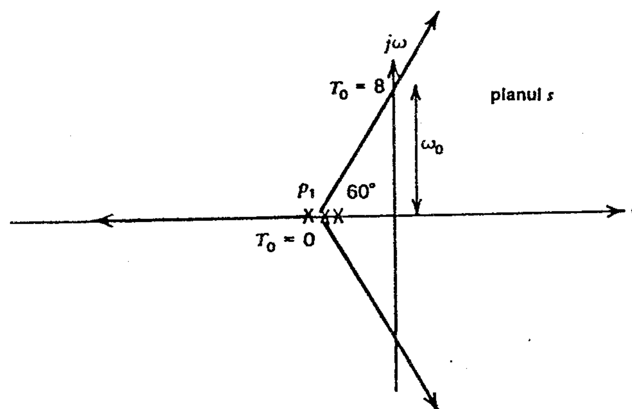


Fig. 9.25 Locul rădăcinilor pentru un amplificator cu reacţie care are trei poli identici în $T(s)$.

mic şi pozitiv, răspunsul tranzitoriu al circuitului conţine un termen $Ke^{\sigma t}\sin\omega_0 t$, care reprezintă o sinusoidă cu o amplitudine *crescătoare*. Valoarea mărimii K este dată de condiţiile iniţiale. Este interesant de calculat valoarea lui T_0 care duce la instabilitate utilizând şi analiza în domeniul frecvenţă şi criteriul Nyquist. În conformitate cu (9.36) expresia câştigului pe buclă este

$$T(j\omega) = \frac{a_0 f}{\left(1 - \frac{j\omega}{|p_1|}\right)^3} = \frac{T_0}{\left(1 - \frac{j\omega}{|p_1|}\right)^3} . \qquad (9.43)$$

Dependenţa modulului şi fazei lui $T(j\omega)$ în funcţie de ω este schiţată în fig. 9.26. Pulsaţia ω_{180} la care faza lui $T(j\omega)$ este de $-180°$ se determină din (9.43):

$$180 = 3 \arctan \frac{\omega_{180}}{|p_1|}$$

sau

$$\omega_{180} = 1,732\,|p_1| . \qquad (9.44)$$

Din comparaţia relaţiilor 9.42 şi 9.44 rezultă

$$\omega_{180} = \omega_0 . \qquad (9.45)$$

Modulul câştigului pe buclă la ω_{180} se obţine din (9.43) folosind (9.44):

$$|T(j\omega_{180})| = \frac{T_0}{\left|1 + j\frac{\omega_{180}}{p_1}\right|^3} = \frac{T_0}{8} . \qquad (9.46)$$

Condiţia de stabilitate în conformitate cu criteriul Nyquist este $|T(j\omega)| < 1$, care se reduce la $T_0 < 8$, rezultat identic cu acela obţinut prin metoda locului rădăcinilor.

9.5.2 Reguli pentru construirea locului rădăcinilor

În exemplul simplu din secţiunea precedentă a fost posibil să se calculeze expresia exactă a polilor amplificatorului în funcţie de T_0; ca urmare locul rădăcinilor s-a putut trasa cu exactitate. În marea majoritate a cazurilor concrete este într-adevăr dificil să se calculeze expresia exactă a polilor în funcţie de T_0 deoarece problema se reduce în cele din urmă la determinarea soluţiilor unor ecuaţii algebrice de gradul trei sau mai mare. Pentru a se evita această situaţie dificilă s-au elaborat reguli care permit schiţarea locului rădăcinilor fără a mai fi necesară determinarea exactă a poziţiei polilor. În acest fel o mare parte a informaţiei de interes se poate obţine fără a mai face calcule extensive.

În general, funcţia de transfer a amplificatorului de bază şi factorul de reacţie se pot exprima ca rapoarte ale unor polinoame în s

$$a(s) = a_0 \frac{1 + a_1 s + a_2 s^2 + \ldots}{1 + b_1 s + b_2 s^2 + \ldots} \qquad (9.47)$$

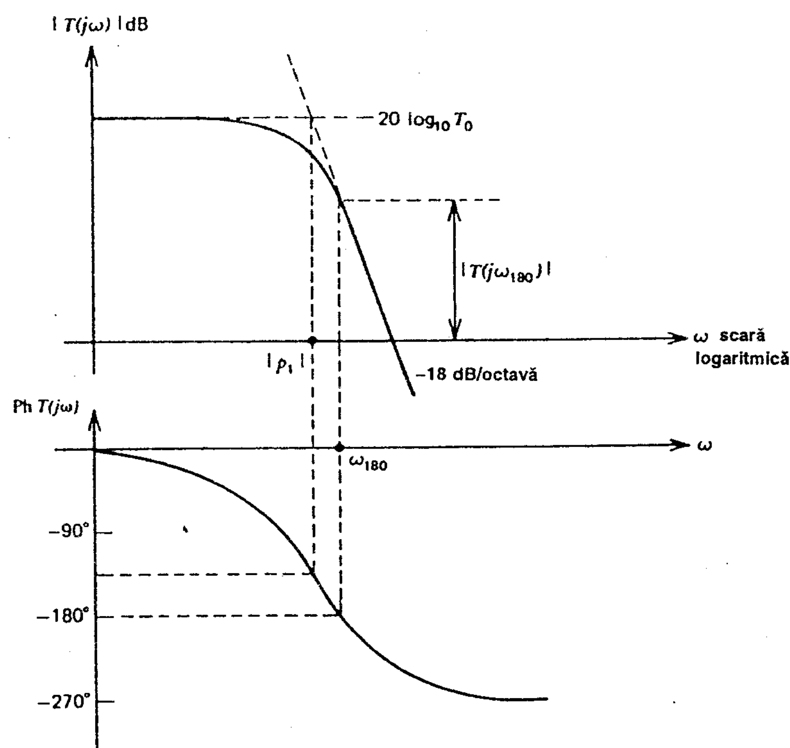


Fig. 9.26 Modulul şi faza lui T(jω) pentru un amplificator cu reacţie care are trei poli identici în $T(s)$.

care se poate scrie

$$a(s) = a_0 \frac{N_a(s)}{D_a(s)} \; . \tag{9.48}$$

La fel

$$f(s) = f_0 \frac{1 + c_1 s + c_2 s^2 + \ldots}{1 + d_1 s + d_2 s^2 + \ldots} \tag{9.49}$$

care se poate scrie

$$f(s) = f_0 \frac{N_f(s)}{D_f(s)} \; . \tag{9.50}$$

Se presupune că efectul dat de *încărcarea* determinată de reţeaua de reacţie asupra amplificatorului de bază este inclus în expresia 9.47 şi că valoarea câştigului pe buclă la joasă frecvenţă, $a_0 f_0$, se poate modifica fără ca să se schimbe şi funcţiile de transfer $a(s)$ şi $f(s)$.

Câştigul global al amplificatorului cu reacţia aplicată este dat de

$$A(s) = \frac{a(s)}{1 + a(s)f(s)} \; . \tag{9.51}$$

Înlocuind (9.48) și (9.50) în (9.51) se obține

$$A(s) = \frac{a_0 N_a(s) D_f(s)}{D_f(s) D_a(s) + T_0 N_a(s) N_f(s)} \tag{9.52}$$

unde

$$T_0 = a_0 f_0 \tag{9.53}$$

este câștigul pe buclă la joasă frecvență.

Expresia 9.52 arată că *zerourile* lui $A(s)$ sunt date de *zerourile* lui $a(s)$ și de polii lui $f(s)$. Din (9.52) este evident că *polii* lui $A(s)$ sunt dați de rădăcinile ecuației

$$D_f(s) D_a(s) + T_0 N_a(s) N_f(s) = 0 \ . \tag{9.54}$$

Să considerăm două cazuri extreme.

(a) Să presupunem că nu există reacție, deci $T_0=0$. În acest caz din (9.54) rezultă că polii lui $A(s)$ sunt dați de *polii* lui $a(s)$ și $f(s)$. Deoarece *polii* lui $f(s)$ sunt și *zerourile* lui $A(s)$, ei se anulează reciproc făcând ca *polii* lui $A(s)$ să fie dați — așa cum era de așteptat — numai de *polii* lui $a(s)$; *zerourile* lui $A(s)$ sunt date de zerourile lui $a(s)$.

(b) Fie $T_0 \to \infty$. Relația (9.54) devine:

$$N_a(s) N_f(s) = 0 \ . \tag{9.55}$$

Această ecuație arată că *polii* lui $A(s)$ sunt dați acum de *zerourile* lui $a(s)$ și $f(s)$. Deoarece *zerourile* lui $a(s)$ sunt de asemenea și *zerourile* lui $A(s)$ ele se anulează reciproc făcând ca *polii* lui $A(s)$ să fie dați numai de *zerourile* lui $f(s)$. Zerourile lui $A(s)$ sunt date în acest caz de *polii* lui $f(s)$.

Regula 1. Ramurile locului rădăcinilor încep ($T_0=0$) pe polii lui $T(s)=a(s)f(s)$ și se termină ($T_0=\infty$) pe zerourile lui $T(s)$. Dacă $T(s)$ are mai mulți poli decât zerouri unele ramuri ale locului rădăcinilor se termină la infinit.

Exemple de locuri ale rădăcinilor terminate la infinit sunt date în fig. 9.3 și fig. 9.25.

Alte reguli pentru construcția locului rădăcinilor se pot obține revenind la (9.54) și împărțind prin $D_f(s)D_a(s)$. Polii lui $A(s)$ sunt dați de rădăcinile ecuației

$$1 + T_0 \frac{N_a(s)}{D_a(s)} \frac{N_f(s)}{D_f(s)} = 0$$

sau

$$T_0 \frac{N_a(s)}{D_a(s)} \frac{N_f(s)}{D_f(s)} = -1 \ .$$

Expresia completă care include polii și zerourile este

$$T_0 \frac{\left(1 - \frac{s}{z_{a1}}\right)\left(1 - \frac{s}{z_{a2}}\right)\cdots\left(1 - \frac{s}{z_{f1}}\right)\left(1 - \frac{s}{z_{f2}}\right)\cdots}{\left(1 - \frac{s}{p_{a1}}\right)\left(1 - \frac{s}{p_{a2}}\right)\cdots\left(1 - \frac{s}{p_{f1}}\right)\left(1 - \frac{s}{p_{f2}}\right)\cdots} = -1 \tag{9.56}$$

în care

$$\begin{aligned} z_{a1}, z_{a2} \dots &\ \text{sunt zerourile lui } a(s)\ , \\ z_{f1}, z_{f2} \dots &\ \text{sunt zerourile lui } f(s)\ , \\ p_{a1}, p_{a2} \dots &\ \text{sunt polii lui } a(s)\ , \\ p_{f1}, p_{f2} \dots &\ \text{sunt polii lui } f(s)\ . \end{aligned}$$

Expresia 9.56 se poate scrie astfel

$$T_0 \frac{(-p_{a1})(-p_{a2})\dots(-p_{f1})(-p_{f2})\dots}{(-z_{a1})(-z_{a2})\dots(-z_{f1})(-z_{f2})\dots} \times \frac{(s-z_{a1})(s-z_{a2})\dots(s-z_{f1})(s-z_{f2})\dots}{(s-p_{a1})(s-p_{a2})\dots(s-p_{f1})(s-p_{f2})\dots} = -1\ . \tag{9.57}$$

Presupunând că polii lui $a(s)$ sunt în semiplanul stâng [restricţie care *nu* se aplică şi pentru polii lui $A(s)$] atunci $-p_{a1}$, $-p_{a2}$, ... etc. sunt numere *pozitive*, iar (9.57) se poate scrie astfel:

$$T_0 \frac{|p_{a1}|\,|p_{a2}|\dots|p_{f1}|\,|p_{f2}|\dots}{|z_{a1}|\,|z_{a2}|\dots|z_{f1}|\,|z_{f2}|\dots} \times \frac{(s-z_{a1})(s-z_{a2})\dots(s-z_{f1})(s-z_{f2})\dots}{(s-p_{a1})(s-p_{a2})\dots(s-p_{f1})(s-p_{f2})\dots} = -1\ . \tag{9.58}$$

Valorile variabilei complexe s care satisface (9.58) sunt *polii* funcţiei de transfer cu bucla de reacţie închisă, $A(s)$. Ecuaţia 9.58 cere îndeplinirea simultană a două condiţii, condiţii care vor fi utilizate pentru determinarea unor puncte ale locului rădăcinilor.

Condiţia de fază pentru valorile lui s care satisfac (9.58) este

$$\angle s - z_{a1} + \angle s - z_{a2} \dots + \angle s - z_{f1} + \angle s - z_{f2} \dots - (\angle s - p_{a1} + \angle s - p_{a2} \dots + \angle s - p_{f1} + \angle s - p_{f2} \dots) = (2n-1)\pi\ . \tag{9.59}$$

Condiţia de modul pentru valorile lui s care satisfac (9.58) este

$$T_0 \frac{|p_{a1}|\,|p_{a2}|\dots|p_{f1}|\,|p_{f2}|\dots}{|z_{a1}|\,|z_{a2}|\dots|z_{f1}|\,|z_{f2}|\dots} \times \frac{|s-z_{a1}|\,|s-z_{a2}|\dots|s-z_{f1}|\,|s-z_{f2}|\dots}{|s-p_{a1}|\,|s-p_{a2}|\dots|s-p_{f1}|\,|s-p_{f2}|\dots} = -1\ . \tag{9.60}$$

Fie un amplificator cu polii şi zerourile lui $T(s)$ ca în fig. 9.27. Pentru a vedea dacă un punct arbitrar X aparţine locului rădăcinilor vom utliza condiţia de fază 9.59. Vectorii din fig. 9.27 se construiesc ducând o linie *de la* polii şi zerourile lui $T(s)$ la punctul X; unghiurile dintre aceşti vectori şi axa reală se înlocuiesc în (9.59) pentru a se verifica condiţia de fază. Această verificare se face foarte simplu pentru punctele Y şi Z de pe axa reală.

În punctul Y:

$$\angle s_Y - z_1 = 0°\ ,$$
$$\angle s_Y - p_1 = 0°$$

şi aşa mai departe. Pentru punctul Y toate unghiurile sunt nule, condiţia de fază nefiind satisfăcută. Evident această situaţie este valabilă pentru toate punctele aflate la dreapta lui p_1.

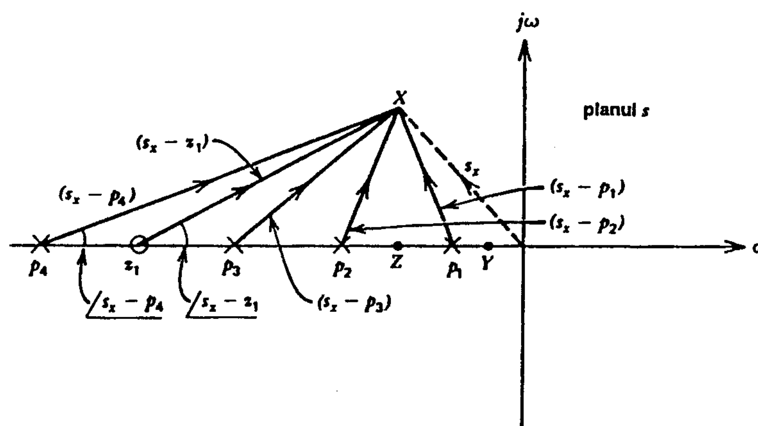


Fig. 9.27 Polii şi zerourile câştigului pe buclă, $T(s)$, pentru un amplificator cu reacţie. Spre punctul X se duc vectori pentru a se determina dacă acest punct se află pe locul rădăcinilor.

În punctul Z:

$$\angle s_Z - z_1 = 0° \ ,$$
$$\angle s_Z - p_1 = 180° \ ,$$
$$\angle s_Z - p_2 = 0° \ ,$$
$$\angle s_Z - p_3 = 0° \ ,$$
$$\angle s_Z - p_4 = 0° \ .$$

În acest caz condiţia de fază (9.59) ***este*** satisfăcută şi rezultă că punctele de pe axa reală aflate între p_1 şi p_2 ***aparţin*** locului rădăcinilor. La fel se arată fără dificultăţi că locul rădăcinilor există pe axa reală între p_3 şi z_1 şi la stânga lui p_4.

Următoarea regulă este generală.

Regula 2. Un punct de pe axa reală aparţine locului dacă la dreapta sa există un număr impar de poli şi zerouri ai lui $T(s)$.

Să luăm din nou în discuţie situaţia din fig. 9.27. Regula 1 arată că ramurile locului rădăcinilor pleacă din p_1, p_2, p_3, p_4. Regula 2 arată că locul rădăcinilor există între p_3 şi z_1; ca urmare ramura care pleacă din p_3 se termină în z_1. Tot Regula 2 arată că locul rădăcinilor există la stânga lui p_4; deci ramura care pleacă din p_4 se duce la infinit. Ramurile care pleacă din p_1 şi p_2 trebuie să se ducă la infinit, lucru care este posibil numai dacă *părăsesc* axa reală (vezi fig. 9.27).

Această situaţie este descrisă de regula care urmează.

Regula 3. Toate segmentele locului rădăcinilor care se află pe axa reală între perechi de poli (sau perechi de zerouri) ale lui $T(s)$ trebuie să părăsească axa reală într-un punct situat între cei doi poli (sau cele două zerouri).

Se pot demonstra şi următoarele reguli:

Regula 4. Locul rădăcinilor este simetric faţă de axa reală (deoarece rădăcinile complexe sunt conjugate).

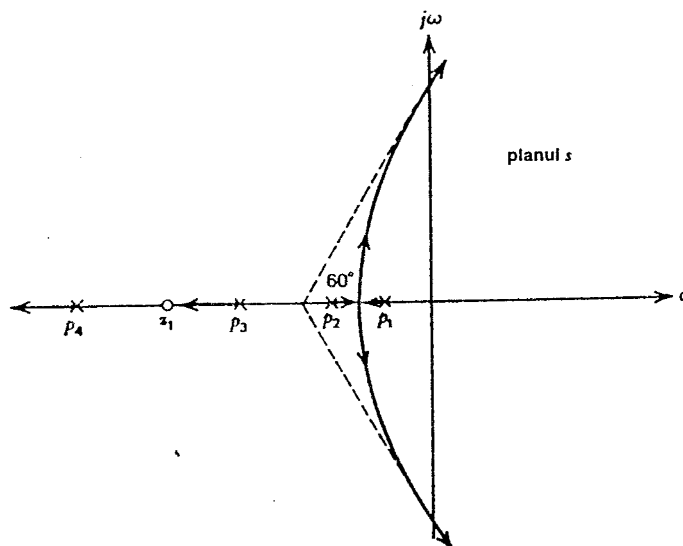


Fig. 9.28 Construcția locului rădăcinilor pentru polii și zerourile din fig. 9.27.

Regula 5. Unghiul făcut cu axa reală de ramurile care părăsesc axa reală este de 90° (vezi fig. 9.28).

Regula 6. Punctul în care ramurile locului părăsesc axa reală se determină din condiția ca suma vectorială a inverselor distanțelor la polii lui $T(s)$ să fie egală cu suma vectorială a inverselor distanțelor la zerourile lui $T(s)$.

Regula 7. Ramurile locului rădăcinilor care se termină la infinit admit asimptote care fac cu axa reală unghiuri de $[(2n-1)\pi]/(N_p-N_z)$, unde N_p este numărul de poli iar N_z numărul de zerouri a lui $T(s)$.

Regula 8. Asimptotele ramurilor care se termină la infinit se intersectează într-un punct de pe axa reală a cărui abscisă este dată de:

$$\sigma_a = \frac{\sum[\text{polii lui } T(s)] - \sum[\text{zerourile lui } T(s)]}{N_p - N_z} . \qquad (9.61)$$

Mai există și alte reguli pentru construirea locului rădăcinilor dar cele enumerate sunt suficiente pentru majoritatea cazurilor concrete care apar în proiectarea amplificatoarelor. Aceste reguli se utilizează pentru a se obține o imagine rapidă asupra locului rădăcinilor și pentru a determina apoi funcționarea amplificatorului în cazurile simple. Calculele de detaliu asupra circuitelor care conțin o structură complicată de poli și zerouri necesită în general determinarea locului rădăcinilor cu calculatorul.

Trebuie observat că toate regulile date anterior sunt bazate pe *condiţia de fază* 9.59. Odată ce locul rădăcinilor a fost schiţat el poate fi apoi *calibrat* în orice punct în funcţie de valorile câştigului pe buclă la joasă frecvenţă T_0 prin utilizarea *condiţiei de modul* 9.60. Această procedură va fi ilustrată în continuare printr-un exemplu.

■ EXEMPLU

În *Secţiunea 9.5.1* s-a calculat locul rădăcinilor pentru un amplificator cu trei poli identici. S-a ales acel exemplu pentru că era tratabil analitic. În continuare vom considera un caz mult mai apropiat de aspectele practice în care amplificatorul are trei poli distincţi şi o reacţie rezistivă. Se cere să se traseze locul rădăcinilor pentru amplificatorul în discuţie presupunând că variază factorul de reacţie f (deci variază T_0); se va presupune că variaţia factorului de reacţie f nu produce schimbări semnificative în funcţia de transfer a amplificatorului de bază, $a(s)$. Referindu-ne la *Capitolul 8* vom arăta că, pentru majoritatea circuitelor, factorul de reacţie poate fi modificat fără a produce schimbări semnificative în $a(s)$, fapt care este valabil în special pentru circuitele cu amplificatoare operaţionale.

Vom presupune că amplificatorul de bază are o funcţie de transfer

$$a(s) = \frac{100}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right)\left(1 - \frac{s}{p_2}\right)\left(1 - \frac{s}{p_3}\right)} \tag{9.62}$$

în care

$$p_1 = -1 \times 10 \text{ rad/s} ,$$
$$p_2 = -2 \times 10 \text{ rad/s} ,$$
$$p_3 = -4 \times 10 \text{ rad/s} .$$

Deoarece reţeaua de reacţie este presupusă rezistivă, câştigul pe buclă, $T(s)$, va avea trei poli. Locul rădăcinilor este dat în fig. 9.29; pentru comoditate valorile sunt normate la 10^6 rad/s.

Regulile 1 şi 2 arată că ramurile locului rădăcinilor care pleacă din polii p_1 şi p_2, vin una spre alta apoi părăsesc axa reală mergând spre infinit; aceste ramuri au asimptote. Ramura care pleacă din p_3 merge pe axa reală negativă, spre infinit.

Punctul în care cele două ramuri, care pleacă din p_1 şi p_2, părăsesc axa reală se găseşte aplicând Regula 6. Dacă se notează abscisa acestui punct σ_i atunci

$$\frac{1}{\sigma_i + 1} + \frac{1}{\sigma_i + 2} + \frac{1}{\sigma_i + 4} = 0 . \tag{9.63}$$

Soluţiile acestei ecuaţii de gradul doi sunt $\sigma_i = -3{,}22$ şi $\sigma_i = -1{,}45$. Soluţia acceptabilă este $\sigma_i = -1{,}45$ deoarece punctul trebuie să se afle între cei doi poli (între -1 şi -2 pe axa reală).

Unghiurile pe care le fac asimptotele cu axa reală se obţin prin aplicarea Regulii 7; ele sunt $\pm 60°$ şi $180°$. Asimptotele se întâlnesc pe axa reală într-un punct a cărui abscisă, σ, este dată de (9.61):

$$\sigma_a = \frac{(-1 - 2 - 4) - 0}{3} = -2{,}33 .$$

Desenând aceste asimptote, locul rădăcinilor se poate schiţa ca în fig. 9.29, observând în concordanţă cu Regula 5 că locul rădăcinilor părăseşte axa reală sub un unghi drept.

Locul rădăcinilor se poate calibra acum pentru diversele valori ale câştigului pe buclă prin utilizarea condiţiei de modul 9.60. Aspectele de interes în ceea ce priveşte locul rădăcinilor sunt date de acele valori ale câştigului pe buclă care fac ca: (*a*) polii să devină complecşi, (*b*) polii să facă un unghi de 45° cu axa reală şi (*c*) polii să intre în semiplanul drept (să apară oscilaţii).

Să calculăm mai întâi valoarea câştigului pe buclă pentru care polii devin complecşi. Punctul corespunzător de pe axa reală este $\sigma_i = -1,45$. Înlocuind $s = -1,45$ în (9.60) se obţine:

$$T_0 \frac{1\times2\times4}{0,45\times0,55\times2,55} = 1 \tag{9.64}$$

în care

$$|p_1| = 1 \qquad |p_2| = 2 \qquad |p_3| = 4$$

$$|s-p_1| = 0,45 \qquad |s-p_2| = 0,55 \qquad |s-p_3| = 2,55$$

şi

$$s = -1,45 \text{ în punctul considerat.}$$

Din (9.64) rezultă $T_0=0,08$. Deci o valoare foarte mică a câştigului pe buclă face ca polii p_1 şi p_2 să se întâlnească şi apoi să se despartă.

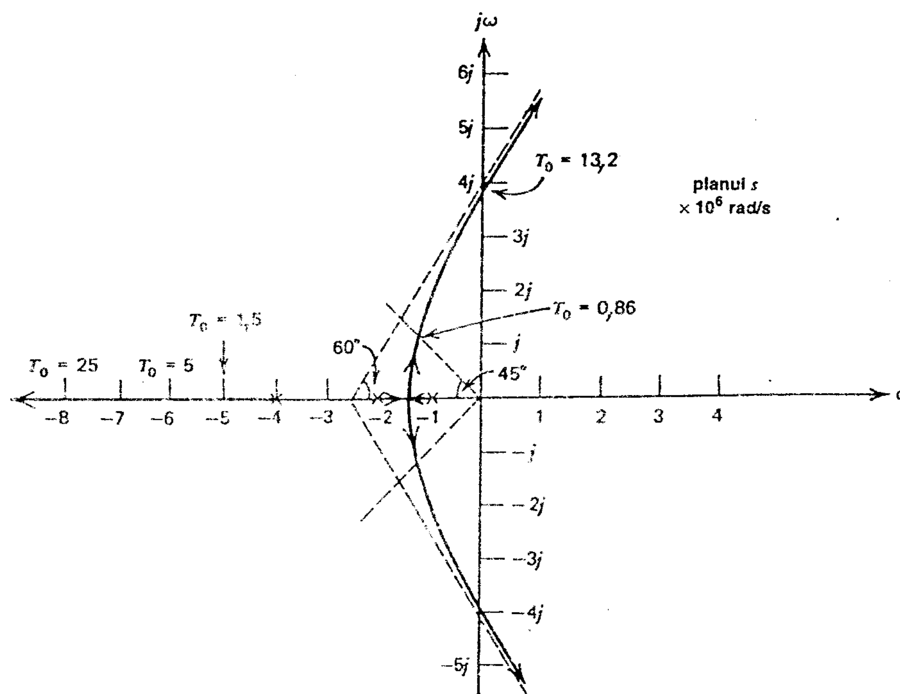


Fig. 9.29 Exemplu de loc al rădăcinilor pentru polii lui $T(s)$ aflaţi la -1×10^6, -2×10^6, -4×10^6 rad/s.

Valoarea câştigului pe buclă pentru care polii intră în semiplanul drept se poate estima aproximând locul rădăcinilor prin asimptotele sale. Vom presupune deci că locul rădăcinilor intersectează axa imaginară în punctul

$$j2{,}33 \tan 60° = 4{,}0j \ .$$

Câştigul pe buclă în acest punct se calculează din (9.60) obţinându-se

$$T_0 \frac{1 \times 2 \times 4}{4{,}1 \times 4{,}5 \times 5{,}7} = 1 \qquad (9.65)$$

În care

$$|s - p_1| = 4{,}1 \qquad |s - p_2| = 4{,}5 \qquad |s - p_3| = 5{,}7 \ .$$

În acest punct de pe locul rădăcinilor

$$s = 4j \ .$$

Din 9.65 se obţine $T_0 = 13{,}2$.

Deoarece acest amplificator are $a_0 = 100$ [în conformitate cu (9.62)] câştigul global al amplificatorului cu reacţie pentru $T_0 = 13{,}2$ va fi

$$A_o = \frac{a_0}{1 + T_0} = 7{,}04$$

şi

$$f = \frac{T_0}{a_0} = 0{,}132 \ .$$

Valoarea câştigului pe buclă pentru care polii complecşi fac un unghi de 45° cu axa reală negativă se poate calcula făcând presupunerea că acest punct are aceeaşi abscisă cu punctul în care locul rădăcinilor părăseşte axa reală. Folosind apoi (9.60) cu $s = -1{,}45 + j1{,}45$ se găseşte

$$T_0 \frac{1 \times 2 \times 4}{1{,}52 \times 1{,}55 \times 2{,}93} = 1 \ ,$$

deci

$$T_0 = 0{,}86 \ .$$

În sfârşit este de interes şi valoarea câştigului pe buclă în diferite puncte ale ramurii care pleacă din p_3. Pentru punctul -5 de pe axa reală $s = -5$ şi se obţine din (9.60):

$$T_0 \frac{1 \times 2 \times 4}{1 \times 3 \times 4} = 1 \ ,$$

deci

$$T_0 = 1{,}5 \ .$$

Pentru punctul -6 se găseşte:

$$T_0 \frac{1 \times 2 \times 4}{2 \times 4 \times 5} = 1 \ ,$$

deci

$$T_0 = 5 \ .$$

Aceste valori sunt marcate pe locul rădăcinilor din fig. 9.29.

Este util ca în cadrul acestui exemplu să se compare valoarea $T_0 = 13{,}2$ prezisă pentru apariția instabilității cu rezultatele care se obțin prin aplicarea criteriului Nyquist. Expresia câștigului pe buclă în domeniul frecvență este

$$T(\mathrm{j}\,\omega) = \frac{T_0}{\left(1 + \dfrac{\mathrm{j}\,\omega}{10^6}\right)\left(1 + \dfrac{\mathrm{j}\,\omega}{2\times 10^6}\right)\left(1 + \dfrac{\mathrm{j}\,\omega}{4\times 10^6}\right)} \tag{9.66}$$

Prin câteva încercări se obține că $\angle T(j\omega) = -180°$ pentru $\omega = 3{,}8\times 10^6$ rad/s. De observat că această valoare este apropiată de valoarea de 4×10^6 rad/s la care s-a presupus că locul rădăcinilor intersectează axa imaginară $j\omega$. Înlocuind în (9.66) $\omega = 3{,}8\ \times 10^6$ pentru modulul câștigului pe buclă se obține valoarea

$$|T(\mathrm{j}\,\omega)| = \frac{T_0}{11{,}6} \ . \tag{9.67}$$

Deci, pentru stabilitate, în conformitate cu criteriul lui Nyquist, este necesar ca $T_0 < 11{,}6$, rezultat apropiat de acela obținut prin metoda locului rădăcinilor. Dacă s-ar fi determinat cu mai multă precizie punctul de intersecție al locului rădăcinilor cu axa $j\omega$ s-ar fi găsit că el este situat la $3{,}8\times 10^6$ rad/s, ambele metode prezicând apariția instabilității pentru $T_0 > 11{,}6$. Trebuie subliniat faptul că locul rădăcinilor din fig. 9.29 arată mișcarea *polilor* amplificatorului cu reacție odată cu variația lui T_0. Teoria dezvoltată în *Secțiunea 9.5.2* arată că *zerourile* amplificatorului cu reacție sunt date de *zerourile* amplificatorului de bază și de *polii* rețelei de reacție. În cazul exemplului de față amplificatorul de bază nu are zerouri, situația care nu se întâlnește întotdeauna. Trebuie ținut minte că dacă amplificatorul de bază are în funcția sa de transfer și zerouri, aceste zerouri pot aduce o contribuție importantă la funcția de transfer a amplificatorului cu reacție.

9.5.3 Locul rădăcinilor pentru compensarea cu pol dominant

Să considerăm un amplificator operațional care a fost compensat prin crearea unui pol dominant, p_1. Dacă presupunem că al doilea pol în ordinea mărimii este p_2 și neglijăm efectul celorlalți poli de la frecvențe mai mari, locul rădăcinilor pentru o reacție rezistivă este ca acela indicat în fig. 9.30.

Din Regulile 1 și 2 rezultă că locul rădăcinilor există pe axa reală între p_1 și p_2. Din Regula 6 se obține abscisa punctului în care locul părăsește axa reală:

$$\sigma_i = \frac{p_1 + p_2}{2} \ . \tag{9.68}$$

Regulile 7 și 8 arată că asimptotele sunt la 90° față de axa reală pe care o intersectează la σ_i.

Pe măsură ce valoarea lui T_0 crește ramurile locului care pleacă din p_1 și p_2 vin una spre alta, se întâlnesc și apoi se despart părăsind axa, polii devenind astfel complecși.

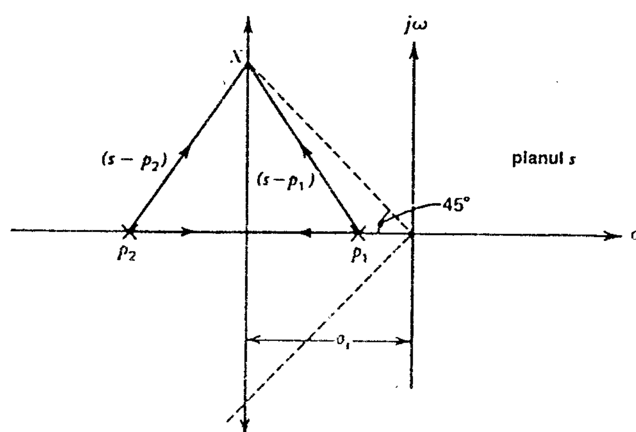


Fig. 9.30 Locul rădăcinilor pentru un amplificator operaţional care are în funcţia de transfer doi poli. Reacţia se presupune rezistivă.

Odată cu creşterea lui T_0 creşte şi partea imaginară a polilor devenind şi mai mare iar caracteristica $|A(j\omega)|$ a circuitului va avea un *vârf* la frecvenţe înalte. Acest rezultat este în concordanţă cu punctul de vedere exprimat mai înainte al apariţiei, odată cu scăderea marginii de fază, a unui vârf în caracteristica de frecvenţă a modulului câştigului.

Să presupunem că se cere ca acest amplificator să aibă o valoare maximă a benzii, astfel încât în caracteristica modulul câştigului-frecvenţă să nu existe vârfuri, sau dacă există să fie mici. Această condiţie înseamnă că la valoarea maximă a câştigului pe buclă polii nu trebuie să treacă dincolo de punctul marcat cu X pe locul rădăcinilor. Acest punct se află la intersecţia locului cu linia dusă prin origine sub un unghi de 45° faţă de axa reală negativă. În punctul X valoarea câştigului pe buclă se obţine din (9.60):

$$T_0 = \frac{|p_1|\,|p_2|}{|s-p_1|\,|s-p_2|} = 1\ . \tag{9.69}$$

Dacă $|p_1|$ este polul dominant, se poate presupune că $|p_1| \ll |p_2|$ deci $\sigma_i = p_2/2$. Pentru poli poziţionaţi la 45°

$$|s-p_1| = |s-p_2| \approx \sqrt{2}\,\frac{|p_2|}{2}$$

Deci (9.69) devine

$$T_0 = \frac{1}{|p_1|\,|p_2|}\left(\sqrt{2}\,\frac{|p_2|}{2}\right)^2$$

relaţie din care se obţine valoarea T_0 a câştigului pe buclă care duce polii în X, vezi fig. 9.30:

$$T_0 = \frac{1}{2}\frac{|p_2|}{|p_1|} \tag{9.70}$$

Efectul de scădere a benzii amplificatorului este acum evident. Pe măsură ce $|p_1|$ se micşorează, valoarea T_0 necesară pentru a duce polii la 45° trebuie să să fie din ce în ce mai

mare. Valoarea polului dominant, $|p_1|$, necesară pentru a asigura o funcționare corespunzătoare pentru valori T_0 și $|p_2|$ date se poate calcula din (9.70).

■ EXEMPLU

Să se estimeze valoarea necesară a câștigului pe buclă pentru a determina formarea unor poli complecși, așezați la 45° față de axa reală negativă, pentru amplificatorul operațional 741 înainte și după compensarea cu un capacitor de 0,3 μF conectat între baza tranzistorului Q_{16} și masă.

Înainte de compensare cei doi poli importanți ai amplificatorului operațional 741 au valorile de 18,9 kHz și 328 kHz. Dacă presupunem că în apropierea originii acești poli au un efect dominant asupra locului rădăcinilor, valoarea necesară a câștigului pe buclă pentru formarea unor poli complecși, la 45°, se găsește din (9.70):

$$T_0 = \frac{1}{2}\frac{328}{18,9} = 8,7 \quad (18,8\ \text{dB})\ .$$

Deci, fără compensare valoarea maximă utilizabilă a câștigului pe buclă este limitată sever.

După compensarea cu 0,3 μF, calculele din *Secțiunea 9.4.2* au indicat existența unui pol dominant la 0,27 Hz și a unui al doilea pol la 294 kHz. Dacă presupunem că acești doi poli domină comportarea amplificatorului valoarea necesară a câștigului pe buclă pentru formarea unor poli complecși la 45° se obține din expresia 9.70:

$$T_0 = \frac{1}{2}\frac{294000}{0,27} = 544000 = 115\ \text{dB}\ .$$

În acest caz, deoarece câștigul cu bucla deschisă al amplificatorului este de 108 dB, chiar o reacție care face ca valoarea câștigul cu reacție să fie unitară ($f=1$) nu va produce un vârf în caracteristica modulul câștigului-frecvență, deoarece câștigul pe buclă T_0 va fi în acest caz de numai 108 dB.

9.5.4 Locul rădăcinilor pentru compensarea prin introducerea unui zero în rețeaua de reacție

Tehnicile de compensare descrise până acum în acest capitol implică modificări numai ale amplificatorului de bază. În cazul amplificatoarelor operaționale, care trebuie compensate pentru funcționarea cu o varietate mare de rețele de reacție alese de utilizator, aceste [illegible]

În această secțiune [illegible] largă, în care parametrul de [illegible] amplificatorul cu reacție serie-serie din fig. 8.[illegible] care este cunoscut și sub numele de *pereche cu reacție de curent*. Metoda este utilă în general în amplificatoarele de acest tip, în care reacția se aplică pe două etaje, și în circuitele de tipul tripletei serie-serie din fig. 8.19*a*.

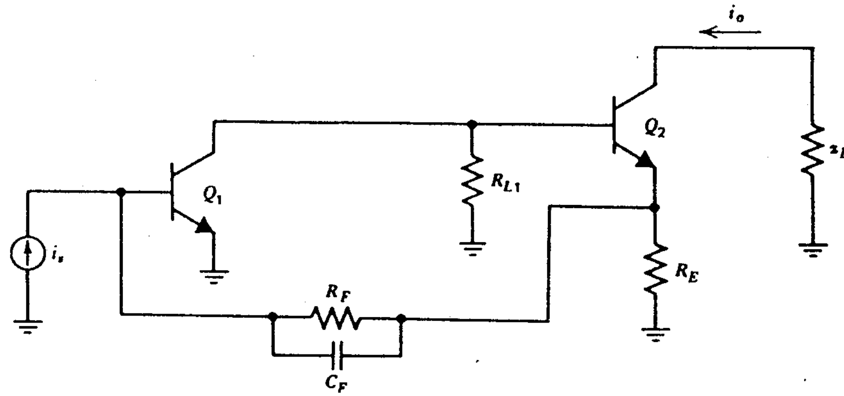


Fig. 9.31 Amplificator cu reacţie şunt-serie care are în reacţie un capacitor C_F.

În fig. 9.31 este prezentat un amplificator cu reacţie şunt-serie care are în reţeaua de reacţie şi un capacitor C_F. Schema amplificatorului de bază care include şi efectele de încărcare date de reţeaua de reacţie este indicată în fig. 9.32. Capacitoarele C_F de la intrare şi de la ieşire au numai un efect minor asupra funcţiei de transfer a circuitului. Reţeaua de reacţie este dată în fig. 9.33; factorul de reacţie, f, este dat de

$$f = \frac{i_1}{i_2} = -\frac{R_E}{R_F + R_E}\,\frac{1 + R_F C_F s}{1 + \dfrac{R_E R_F}{R_E + R_F} C_F s}\,. \tag{9.71}$$

Funcţia de transfer a reţelei de reacţie conţine un zero la

$$\omega_z = \frac{1}{R_F C_F} \tag{9.72}$$

şi un pol la

$$\omega_p = \frac{R_E + R_F}{R_E}\,\frac{1}{R_F C_F}\,. \tag{9.73}$$

Mărimea $(R_E+R_F)/R_E$ este aproximativ egală cu câştigul, la joasă frecvenţă, al circuitului cu reacţie; deoarece în mod obişnuit $(R_E+R_F)/R_E > 1$ pulsaţia (9.73) a polului este mult mai mare decât pulsaţia (9.72) a zeroului. În continuare se va presupune $(R_E+R_F)/R_E > 1$ iar polul se va neglija. În cazul în care mărimea $(R_E+R_F)/R_E$ devine comparabilă cu unitatea polul va fi important şi trebuie să fie inclus în calcule.

Amplificatorul de bază din fig. 9.32 are doi poli importanţi introduşi de tranzistoarele Q_1 şi Q_2. Deşi mai există şi poli la frecvenţe mai înalte ei vor fi neglijaţi deoarece nu au o influenţă importantă; efectele acestei neglijări vor fi discutate mai târziu.

Câştigul pe buclă al circuitului din fig. 9.31 va conţine deci doi poli în calea directă şi un zero în calea de reacţie; locul rădăcinilor este dat în fig. 9.34. Pentru a fixa ideile se presupun pentru cei doi poli valorile $p_1 = -10 \times 10^6$ rad/s şi $p_2 = -20 \times 10^6$ rad/s iar pentru zero valoarea $z = -50 \times 10^6$ rad/s.

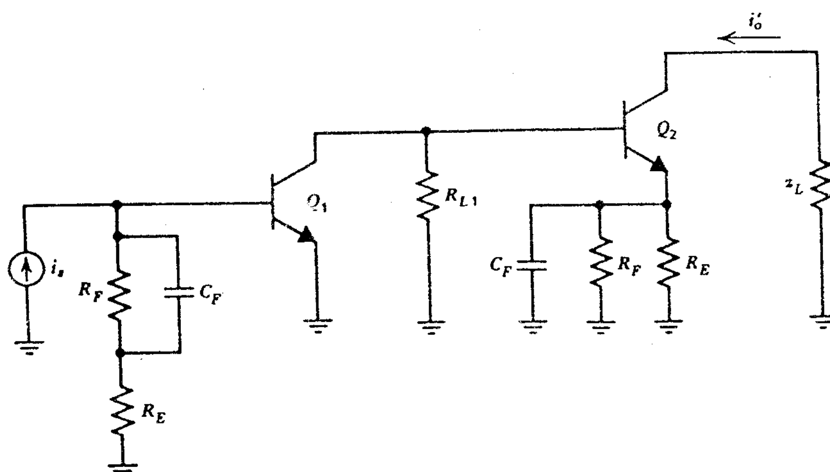


Fig. 9.32 Amplificatorul de bază care include efectele de încărcare date de reacţie pentru circuitul din fig. 9.31.

Pentru comoditate în calcule valorile se normează la 10^6 rad/s. De asemenea vom presupune că valoarea câştigului pe buclă a circuitului din fig. 9.31 se poate modifica fără a se schimba parametrii amplificatorului de bază din fig. 9.32.

În conformitate cu Regulile 1 şi 2 locul rădăcinilor există pe axa reală între p_1 şi p_2 şi la stânga lui z. Locul rădăcinilor părăseşte axa într-un punct σ_1 situat între p_1 şi p_2, revine pe axă în punctul σ_2, de unde una din ramuri se extinde spre dreapta ajungând în zeroul z iar cealaltă spre stânga la infinit. Aplicând Regula 6 se obţine

$$\frac{1}{\sigma_1+10}+\frac{1}{\sigma_1+20}=\frac{1}{\sigma_1+50} \tag{9.74}$$

cu soluţiile

$$\sigma_1=-84{,}6 \quad \text{sau} \quad -15{,}4\ .$$

Evident $\sigma_1=-15{,}4$ şi $\sigma_2=-84{,}6$. De observat că aceste puncte sunt echidistante faţă de zero; se poate arăta că în cazul acestui exemplu porţiunea locului rădăcinilor care este în afara axei reale este un *cerc* cu centrul în zeroul z. Din fig. 9.29 şi fig. 9.34 rezultă o observaţie utilă pentru schiţarea locului rădăcinilor. Locul rădăcinilor tinde să se *curbeze apropiindu-se* de zerouri şi *depărtându-se* de poli ca şi cum zerourile l-ar atinge iar polii l-ar respinge.

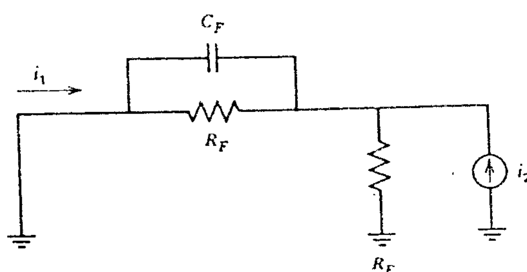


Fig. 9.33 Circuit pentru calculul factorului de reacţie f pentru amplificatorul din fig. 9.31.

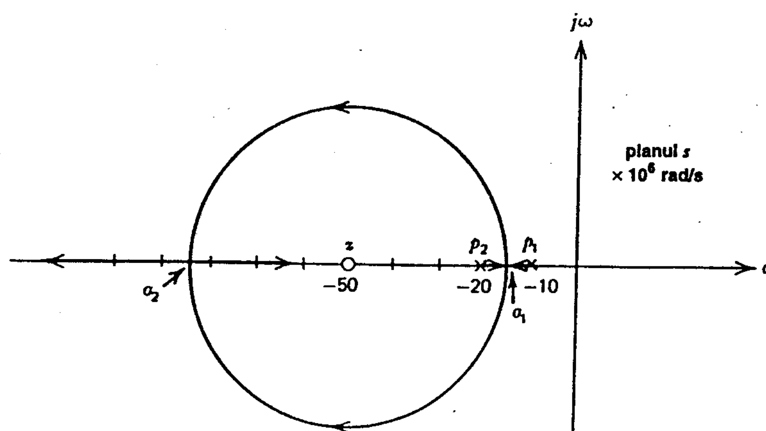


Fig. 9.34 Locul rădăcinilor pentru circuitul din fig. 9.31 presupunând că amplificatorul de bază contribuie la $T(s)$ cu doi poli iar rețeaua de reacție cu un zero.

Eficacitatea zeroului introdus în reacție pentru compensarea amplificatorului rezultă clar din fig. 9.34. Dacă presupunem că amplificatorul are polii p_1 și p_2 și că în reacție zeroul nu există, atunci când se aplică reacția polii amplificatorului părăsesc axa reală și se mișcă paralel cu axa $j\omega$. Pentru valorile practice ale câștigului pe buclă T_0 aceasta duce la poli cu „Q mare" în apropierea axei $j\omega$, care determină un răspuns cu supracreșteri excesive. În practică pot apare și oscilații deoarece polii de la frecvențe mai înalte tind să conducă la un loc al rădăcinilor de forma din fig. 9.29, făcând ca locul rădăcinilor să se curbeze și să intre în semiplanul drept. (De observat că această comportare este în concordanță cu aceea descrisă de cealaltă abordare care consideră că o valoare mică a marginii de fază determină o curbă câștig-frecvență cu vârfuri și eventual instabilitate). Includerea unui zero în reacție face ca locul rădăcinilor să se *curbeze* apropiindu-se de zero și depărtându-se de axa $j\omega$, permițând proiectantului să plaseze polii în zona pe care o dorește.

Un aspect important care trebuie subliniat este acela că locul rădăcinilor din fig. 9.34 dă *polii* amplificatorului cu reacție. Zeroul din această figură este un zero al câștigului pe buclă $T(s)$ deci trebuie inclus în locul rădăcinilor. Totuși zeroul este introdus de *rețeaua de reacție și nu este* un zero al amplificatorului cu reacție. După cum s-a arătat în *Secțiunea 9.5.2 zerourile* amplificatorului cu reacție sunt date de *zerourile* amplificatorului de bază $a(s)$ și de polii rețelei de reacție $f(s)$. Ca urmare în acest caz funcția de transfer a amplificatorului cu reacție are doi poli și nici un zero, după cum rezultă și din fig. 9.35 în care s-a presupus că polii sunt plasați la 45° față de axă prin alegerea convenabilă a valorii zeroului z. Deoarece zeroul din reacție afectează locul rădăcinilor dar *nu* apare ca zero al amplificatorului cu reacție aplicată el este denumit *zero fantomă*.

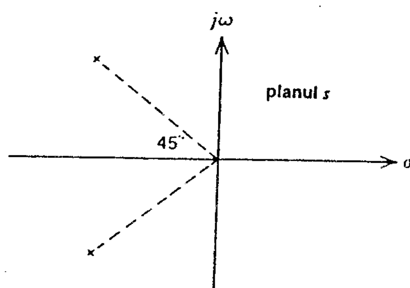


Fig. 9.35 Polii funcției de transfer a amplificatorului cu reacție din fig. 9.31. Funcția de transfer nu conține zerouri.

Pe de altă parte, dacă zeroul z, ar fi introdus de amplificatorul de bază situaţia ar fi diferită. Pentru aceeaşi poziţie a zeroului locul rădăcinilor va fi acelaşi (vezi fig. 9.36); funcţia de transfer a amplificatorului cu reacţie aplicată va *include* însă zeroul respectiv, care va avea un efect semnificativ asupra caracteristicilor amplificatorului. Această discuţie a avut doar rolul de a ilustra diferenţa care există între efectele date de un zero din calea directă şi un zero din calea de reacţie, deoarece în această situaţie nu există o modalitate practică pentru introducerea unui zero utilizabil în calea directă.

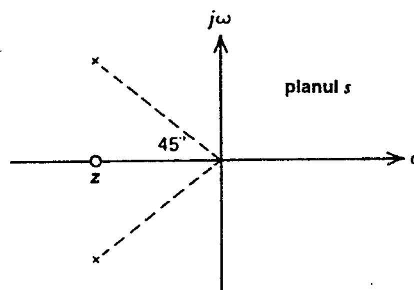


Fig. 9.36 Polii şi zerourile funcţiei de transfer a amplificatorului cu reacţie din fig. 9.31 dacă se presupune că zeroul este introdus de amplificatorul de bază.

Înainte de a părăsi acest subiect, vom mai menţiona efectul dat de polii de la frecvenţe mai înalte asupra locului radăcinilor, din fig. 9.34, ilustrat în fig. 9.37. Un pol depărtat, p_3, va face ca locul rădăcinilor să devieze de la forma iniţială producând poli cu o parte imaginară mai mare decât aceea aşteptată. Cel de-al treilea pol, care este pe axa reală, poate să fie de asemenea semnificativ în funcţionarea amplificatorului cu reacţia aplicată. În mod obişnuit se poate obţine o funcţionare acceptabilă prin modificarea valorii calculate mai înainte a zeroului z.

În sfârşit rezultatele obţinute în acest capitol explică rolul capacitoarelor C_F şi C_P din tripleta cu reacţie serie-serie MC 1533 (vezi fig. 8.22*a*) descrisă în *Capitolul 8*. Capacitorul C_P face ca separarea polilor să aibă loc în etajul Q_2 şi produce un pol dominant în amplificatorul de bază, fapt care ajută la compensare. După cum s-a arătat mai înainte, o valoare mare a lui C_P duce însă la o pierdere importantă de bandă a amplificatorului. Ca urmare se introduce prin C_F un zero în calea de reacţie, care ajută în mod suplimentar la compensare deoarece depărtează locul rădăcinilor de axa imaginară. Structura finală contituie o combinaţie a celor două metode de compensare într-o încercare de a găsi o soluţie optimă.

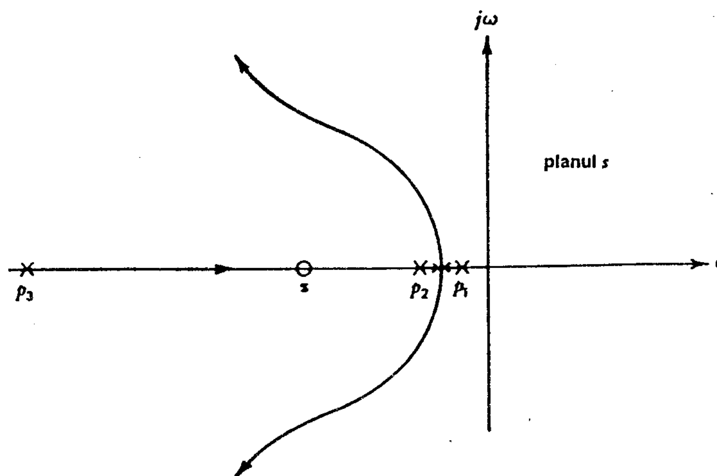


Fig. 9.37 Locul rădăcinilor pentru circuitul din fig. 9.31 dacă se ţine cont de un pol suplimentar al amplificatorului de bază (desenul nu este la scară).

9.6 VITEZA MAXIMĂ DE VARIAŢIE A TENSIUNII DE LA IEŞIRE ÎN CONDIŢII DE SEMNAL MARE (SLEW RATE)[4]

Secţiunile precedente ale capitolului de faţă au fost consacrate comportării de semnal mic, la înaltă frecvenţă a amplificatoarelor cu reacţie. În continuare se va discuta funcţionarea circuitelor cu reacţie în condiţiile în care la intrare se aplică semnale mari (fie un semnal treaptă, fie un semnal sinusoidal) şi efectul compensării în frecvenţă asupra funcţionării la semnal mare, la înaltă frecvenţă, a amplificatoarelor cu reacţie.

9.6.1 Originea limitărilor vitezei de variaţie a tensiunii de la ieşire

Un test de uz curent pentru funcţionarea la semnal mare, la frecvenţă înaltă a unui amplificator constă în aplicarea la intrare a unui salt de tensiune, de la 0 la +5 V, după cum se arată în fig. 9.38. În această figură amplificatorul operaţional este conectat într-o configuraţie de repetor, configuraţie care va fi utilizată în continuare pentru a ilustra problema vitezei maxime de variaţie a tensiunii de la ieşire în condiţii de semnal mare. Să presupunem la început că pentru acest semnal aplicat la intrare circuitul funcţionează liniar şi că are în caracteristica de transfer un singur pol,

$$\frac{V_o}{V_i}(s) = \frac{A}{1 + s\tau} \tag{9.75}$$

unde

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_o} . \tag{9.76}$$

f_0 fiind frecvenţa de −3 dB. Deoarece amplificatorul este conectat ca repetor de tensiune câştigul la joasă frecvenţă, A, va fi practic egal cu unitatea. Luând $A=1$ răspunsul circuitului la un salt treaptă la intrare $[V_i(s)=5/s]$ va fi dat de

$$V_o(s) = \frac{1}{1+s\tau}\,\frac{5}{s} . \tag{9.77}$$

Expresia 9.77 se poate rescrie

$$V_o(s) = \frac{5}{s} - \frac{5}{s + \frac{1}{\tau}} \tag{9.78}$$

din care rezultă

$$V_o(t) = 5\,(1 - e^{-t/\tau}) . \tag{9.79}$$

Răspunsul prezis de (9.79), este dat în fig. 9.39*a* (s-au folosit datele concrete ale amplificatorului operaţional 741, cu $f_0 \approx 1{,}3$ MHz; tensiunea de la ieşire creşte exponenţial spre 5 V atingând 90% din valoarea finală după aproximativ 0,3 μs.

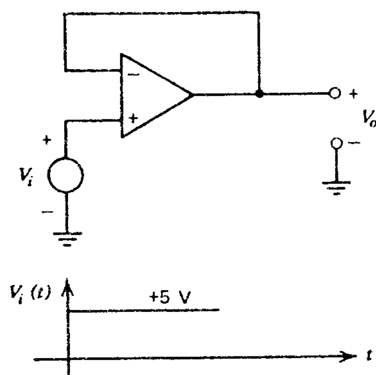


Fig. 9.38 Circuit pentru testarea vitezei maxime de variaţie a tensiunii de la ieşire în condiţii de semnal mare.

Dependenţa tipică $V_0(t)$, determinată experimental pentru amplificatorul operaţional 741, este prezentată în fig. 9.39*b*, constatându-se un răspuns complet diferit. Forma de variaţie a tensiunii de la ieşire este o rampă lentă, cu o pantă aproape constantă, care are nevoie de aproximativ 5 μs ca să ajungă la 90% din valoarea finală.

Este evident că analiza liniară, de semnal mic, nu este potrivită pentru descrierea comportării amplificatorului în aceste condiţii. Forma de variaţie a răspunsului prezentată în fig. 9.39*b* este tipică pentru un amplificator operaţional căruia i se aplică la intrare o treaptă mare de tensiune.

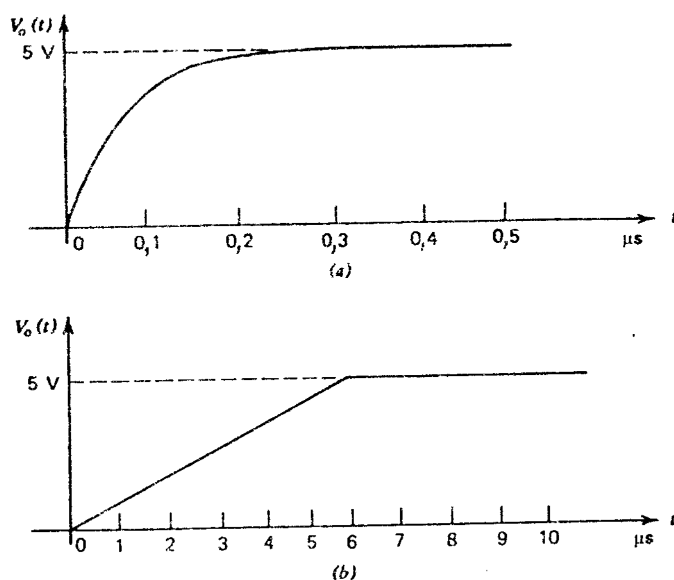


Fig. 9.39 Răspunsul circuitului din fig. 9.38 atunci când la intrare se aplică un salt treaptă de 5V. (*a*) Răspunsul prezis de (9.79) pentru amplificatorul operaţional 741. (*b*) Răspunsul determinat experimental pentru amplificatorul operaţional 741.

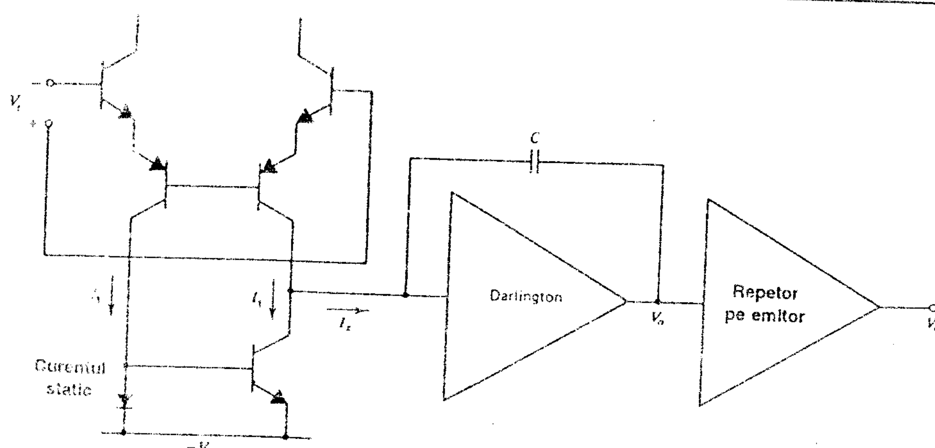


Fig. 9.40 Schema simplificată a amplificatorului operațional 741 utilizată pentru calculul vitezei maxime de variație a tensiunii de la ieșire în condiții de semnal mare.

Rata, dV_o/dt, cu care se modifică tensiunea de la ieșire în regiunea cu pantă constantă se numește *viteza maximă de variație a tensiunii de la ieșire, în condiții de semnal mare**, fiind dată în mod obișnuit în V/μs.

În cele ce urmează vom explica motivul discrepanței care apare între răspunsul calculat și răspunsul determinat experimental. La $t=0$ semnalul de la intrare sare la +5 V; semnalul de la ieșire nu poate varia instantaneu deci valoarea sa inițială este nulă. Ca urmare, la $t=0$, la intrarea amplificatorului operațional se aplică o tensiune diferențială de 5 V, suficient de mare pentru a scoate etajul de intrare din zona de funcționare liniară. În continuare vom lua ca exemplu amplificatorul operațional 741; schema care se va utiliza în această discuție este dată în fig. 9.40. Capacitorul de compensare C, conectat pe perechea Darlington, face ca acest etaj să funcționeze cu un integrator. Curentul I_x, care încarcă capacitorul de compensare, provine din etajul de intrare.

Caracteristica de transfer de semnal mare $I_x(V_i)$ este aceea a unei perechi diferențiale cu patru joncțiuni în serie (vezi fig. 9.41). Această caracteristică este similară cu aceea dedusă în *Secțiunea 3.4.1* pentru o pereche diferențială simplă. Din fig. 9.41 rezultă că valoarea maximă a curentului disponibil pentru încărcarea capacitorului C este egală cu $2I_1$ unde I_1 este valoarea curentului din punctul static de funcționare prin fiecare jumătate a etajului de intrare.

De observat că pentru $V_i=120$ mV, I_x este la mai puțin de 10% din valoarea sa maximă; ca urmare atunci când se aplică un semnal de intrare diferențial de 5 V etajul de intrare limitează valoarea curentului de comandă la $|I_x| \approx 2I_1$. Rezultă că circuitul funcționează *neliniar*; analiza liniară întreprinsă la începutul acestei secțiuni nu se poate utiliza pentru a prezice comportarea amplificatorului. Dacă etajul de intrare ar acționa liniar, o tensiune de intrare de 5 V ar produce un curent de încărcare al capacității de compensare I_x foarte mare. Faptul că acest curent de încărcare este limitat la o valoare destul de mică, $2I_1$, explică de ce viteza maximă de variație a tensiunii de la ieșire este mult mai mică decât aceea prezisă de analiza liniară.

* Notația utilizată curent în limba română este SR, care provine din inițialele denumirii corespunzătoare din literatura de limbă engleză: *slew-rate* (n.t.).

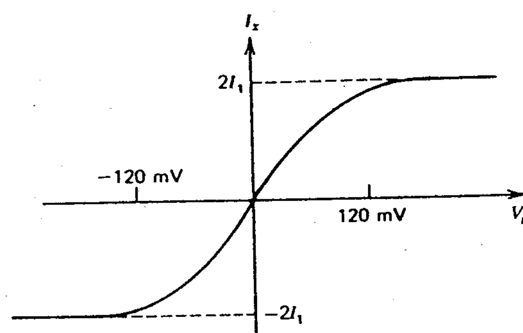


Fig. 9.41 Caracteristica de transfer de semnal mare a etajului de intrare din amplificatorul 741.

Să considerăm că la intrarea circuitului din fig. 9.40 se aplică un semnal mare, astfel încât $I_x=2I_1$. Etajul Darlington acţionează ca un integrator căruia i se aplică la intrare un curent $2I_1$; tensiunea la ieşire va fi dată de

$$V_o = \frac{1}{C}\int 2I_1 \mathrm{d}t \tag{9.80}$$

şi deci

$$\frac{\mathrm{d}V_o}{\mathrm{d}t} = \frac{2I_1}{C} \,. \tag{9.81}$$

Relaţia 9.81 prezice o rată constantă de variaţie a lui V_o pe toată durata regimului tranzitoriu, fapt care este în concordanţă cu determinările experimentale. Pentru amplificatorul 741 $I_1=12\ \mu$A, $C=30$ pF şi se obţine SR$=\mathrm{d}V_o/\mathrm{d}t=0{,}8$ V/μs, valoare apropiată de cea măsurată. Este clar că limitarea vitezei de variaţie a tensiunii de la ieşire are loc din cauza limitării valorii curentului care încarcă, în cursul regimului tranzitoriu, capacitorul de compensare. Rezultă deci că, din punctul de vedere al vitezei de variaţie a tensiunii de la ieşire, cazul cel mai defavorabil are loc atunci când circuitul este compensat pentru o funcţionare cu câştig unitar. De asemenea, atunci când se compară performanţele de viteză de variaţie a tensiunii de la ieşire compensarea circuitului trebuie specificată în mod obligatoriu. Calculele anterioare pentru viteza de variaţie a tensiunii de la ieşire s-au bazat pe circuitul din fig. 9.40, care nu are reacţie. Deoarece în timpul regimului tranzitoriu etajul de intrare este complet tăiat, existenţa unei reacţii nu va afecta pe toată această durată funcţionarea circuitului. Rezultă că viteza de variaţie a tensiunii de la ieşirea amplificatorului în condiţiile aplicării la intrare a unui semnal mare, SR, este aceeaşi independent de faptul că există sau nu o reacţie.

9.6.2 Metode de îmbunătăţire a vitezei de variaţie a tensiunii de ieşire în condiţii de semnal mare

Pentru examinarea metodelor de îmbunătăţire a vitezei de variaţie a semnalului de la ieşire în condiţii de semnal mare (SR) este necesară o analiză mult mai generală. Această analiză se va realiza utilizând circuitul din fig. 9.42 care constituie o reprezentare generală a schemei unui amplificator operaţional. Etajul de intrare are o transconductanţă de semnal mic g_{mI}; pentru valori mari ale tensiunii de intrare etajul poate livra capacitorului de compensare

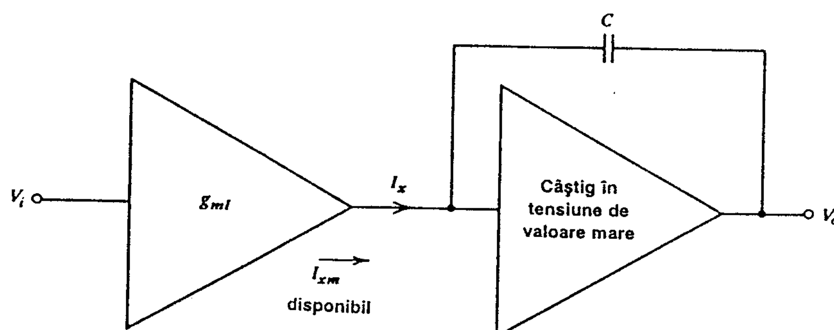


Fig. 9.42 Reprezentarea generală a schemei unui amplificator operaţional pentru calculul vitezei maxime de variaţie a tensiunii de la ieşire în condiţii de semnal mare.

un curent maxim I_{xm}. Compensarea se presupune realizată prin efect Miller, utilizând capacitorul C, deoarece această situaţie se întâlneşte în majoritatea amplificatoarelor operaţionale moderne.

Din fig. 9.42 şi relaţia 9.81 se obţine viteza maximă de variaţie a tensiunii de la ieşire în condiţiile în care la intrare se aplică o tensiune mare:

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{I_{xm}}{C} . \qquad (9.82)$$

Să considerăm acum funcţionarea la *semnal mic*. Pentru etajul de intrare transconductanţa de semnal mic este

$$\frac{\Delta I_x}{\Delta V_i} = g_{mI} . \qquad (9.83)$$

Funcţia de transfer la frecvenţe înalte a etajului pe care se realizează compensarea (care funcţionează ca un integrator) este

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_x} = \frac{1}{sC}$$

sau, în domeniul frecvenţă,

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_x}(j\omega) = \frac{1}{j\omega C} . \qquad (9.84)$$

Din (9.83) şi (9.84) se obţine:

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_x}(j\omega) = \frac{g_{mI}}{j\omega C} . \qquad (9.85)$$

În tratarea anterioară a compensării s-a arătat că valoarea câştigului în tensiune, de semnal mic, cu bucla deschisă $(\Delta V_o/\Delta V_i)(j\omega)$ trebuie să scadă ajungând egală cu unitatea la sau înainte de pulsaţia celui de al doilea pol, ω_2. Dacă vom presupune, pentru uşurinţa calculului, că circuitul este compensat pentru o funcţionare cu câştig unitar cu o margine de fază de 45° (ca în fig. 9.15), câştigul $(\Delta V_o/\Delta V_i)(j\omega)$, dat de expresia 9.85, trebuie să ajungă egal cu unitatea la pulsaţia ω_2 (în acest scop capacitorul de compensare se alege în mod potrivit).

Deci, folosind expresia 9.85, se scrie

$$1 = \frac{g_{mI}}{\omega_2 C} .$$

şi se obţine

$$\frac{1}{C} = \frac{\omega_2}{g_{mI}} . \tag{9.86}$$

De observat că (9.86) s-a dedus pe baza unei analize de *semnal mic*. Folosind acest rezultat în expresia de *semnal mare* 9.82 se găseşte că

$$\text{viteza maximă de variaţie a tensiunii de ieşire în condiţii de semnal mare} = SR = \frac{\mathrm{d}V_o}{\mathrm{d}t} = \frac{I_{xm}}{g_{mI}}\omega_2 \tag{9.87}$$

Expresia 9.87 permite estimarea efectului pe care îl au parametrii circuitului asupra SR; este evident că pentru ω_2 dat creşterea SR se poate obţine prin creşterea raportului I_{xm}/g_{mI}. Pentru cazul amplificatorului operaţional 741 $I_{xm}=2I_1$, $g_{mI}=qI_1/2kT$. Înlocuind în (9.87) se obţine

$$\text{viteza maximă de variaţie a tensiunii de ieşire în condiţii de semnal mare} = SR = 4\frac{kT}{q}\omega_2 . \tag{9.88}$$

Deoarece atât I_{xm} cât şi g_{mI} depind direct proporţional de curentul I_1 din punctul static de funcţionare, influenţa curentului I_1 se anulează, SR fiind *independentă* de I_1. Evident, creşterea lui ω_2 duce la creşterea SR, cale care de altfel este urmată în realizarea majorităţii circuitelor care au o SR mare. În conformitate cu (9.88) rezultă că limita asupra SR este impusă de performanţele de frecvenţă ale tranzistoarelor care se obţin prin procesul de fabricaţie al circuitului integrat. Îmbunătăţirea valorii SR se realizează, după cum se va arăta în continuare, prin modificări de circuit.

Calculele anterioare au arătat că modificarea valorii curentului din punctul static de funcţionare al etajului de intrare al amplificatorului operaţional 741 nu-i schimbă valoarea SR. În conformitate cu (9.87) creşterea SR se va putea realiza, pentru un curent I_{xm} dat, prin *reducerea* transconductanţei etajului de intrare.

O cale de reducere a transconductanţei g_{mI} constă în includerea de rezistoare de degenerare în emitoare, după cum se indică în fig. 9.43. Se poate arăta că transconductanţa de semnal mic pentru acest etaj de intrare este dată de

$$g_{mI} = \frac{\Delta I_x}{\Delta V_i} = \frac{g_{m1}}{2}\frac{1}{1 + \frac{g_{m1}R_E}{2}} \tag{9.89}$$

unde

$$g_{m1} = \frac{qI_1}{kT} . \tag{9.90}$$

Valoarea curentului I_{xm} este în continuare $2I_1$. Înlocuind (9.89) în (9.87) se găseşte

$$SR = \frac{4kT}{q}\omega_2\left[1 + \frac{g_{m1}R_E}{2}\right] \tag{9.91}$$

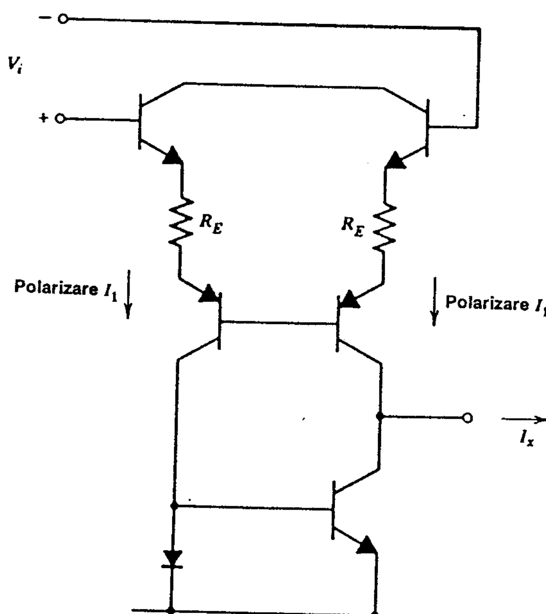


Fig. 9.43 Includerea rezistoarelor de degenerare în emitoare în etajul de intrare al amplificatorului operaţional 741, pentru îmbunătăţirea SR.

Rezultă că SR a crescut faţă de valoarea dată de (9.88) cu un factor $[1+g_{m1}R_E/2]$. Motivul fundamental al acestei creşteri este dat de faptul că, pentru un curent I_1 din punctul static de funcţionare dat, reducerea transconductanţei g_{m1} micşorează, în conformitate cu (9.86), şi valoarea necesară a capacitorului de compensare C.

Limitarea practică a acestei tehnici de reducere a transconductanţei este dată de creşterea tensiunii de ofset, ca urmare a diferenţelor care apar între căderile de tensiune pe rezistenţele din emitoare. Prin folosirea unor rezistoare de arie mare (cu o lăţime de cel puţin 25 μm) se pot obţine rezistenţe care se împerechează în 0,2% (adică o parte în 500). Dacă se impune o contribuţie la tensiunea de ofset datorată neîmperecherii rezistenţelor de cel mult 1 mV, căderea maximă de tensiune pe rezistoarele din emitoare care se poate accepta este de

$$I_1 R_E|_{\max} = 500 \text{ mV} . \tag{9.92}$$

Deci

$$g_{m1} R_E|_{\max} = \frac{q}{kT} I_1 R_E|_{\max} = \frac{500}{26} \approx 20 . \tag{9.93}$$

Înlocuind (9.93) în (9.91) se găseşte, în concordanţă cu acest rezultat, că îmbunătăţirea maxim posibilă a valorii SR prin utilizarea de rezistoare de degenerare în emitoare este de 11 ori. Deci în cazul amplificatoarelor operaţionale de tip 741 se va putea obţine o valoare de 11×0,8 V/μs=8,8 V/μs.

Altă metodă de îmbunătăţire a raportului I_{xm}/g_{m1} din (9.87) constă în utilizarea ca dispozitive de intrare în amplificator a unor tranzistoare cu efect de câmp (TEC). TEC prezintă proprietatea că, pentru aceeaşi valoare a curentului din punctul static de funcţionare, transconductanţa sa este de aproximativ numai 3% din aceea a unui tranzistoar bipolar.

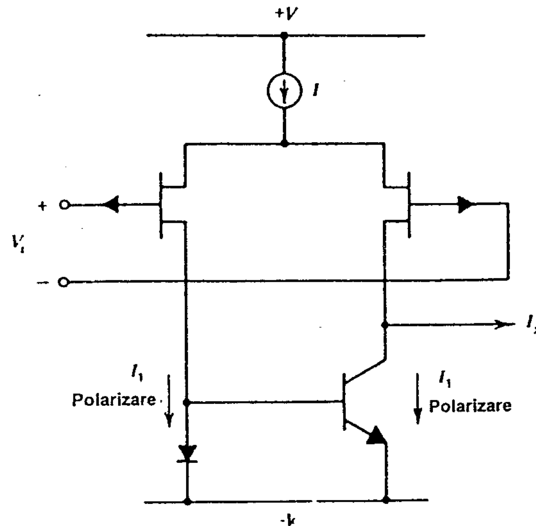


Fig. 9.44 Etajul de intrare al unui amplificator operaţional în care se folosesc TECJ cu canal p.

În majoritatea aplicaţiilor acest fapt constituie un dezavantaj pentru TEC, dar în cazul de faţă această proprietate este avantajoasă. În fig. 9.44 este prezentată schema unui etaj de intrare care utilizează TECJ cu canal p. Pentru TECJ tipice $g_m = 1$ mA/V pentru un curent din punctul static de funcţionare $I_1 = 1$ mA. Aplicând aceste date circuitului din fig. 9.44 se obţine:

$$g_{mI} = \frac{\Delta I_x}{\Delta V_i} = 1 \text{ mA/V} , \tag{9.94}$$

$$I_{xm} = 2I_1 = 2 \text{ mA} . \tag{9.95}$$

Înlocuind aceste date în (9.87) şi luând $\omega_2 = 8 \times 10^6$ rad/s (1,3 MHz) se găseşte că

$$SR|_{\text{TEC}} = \frac{2 \times 10^{-3}}{10^{-3}} \times 8 \times 10^6 \text{ V/s} = 16 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Această valoare se poate compara cu aceea dată de (9.88) pentru amplificatorul operaţional 741 care foloseşte ca dispozitive de intrare tranzistoare bipolare. Înlocuind în (9.88) $\omega_2 = 8 \times 10^6$ rad/s se obţine:

$$SR|_{\text{Bipolar}} = 0{,}83 \text{ V}/\mu\text{s} .$$

Limitarea utilizării TEC în etajele de intrare este dată, la fel ca şi în cazul folosirii rezistoarelor de degenerare în emitoare, de creşterea tensiunii de ofset la intrarea amplificatorului. După cum s-a arătat în *Capitolul 3* etajele cu TEC tind să aibă tensiuni de ofset care sunt mai mari decât cele ale etajelor cu tranzistoare bipolare cu un factor de cel puţin 3 (adeseori chiar mai mult).

În final, în această descriere a metodelor de îmbunătăţire a SR vom menţiona etajul de intrare neliniar, sau în „clasă B", descris de Hearn.[8] Această abordare lasă în esenţă nemodificată transconductanţa de semnal mic a etajului de intrare, dar creşte mult limita I_{xm} a curentului maxim disponibil pentru încărcarea capacitorului de compensare.

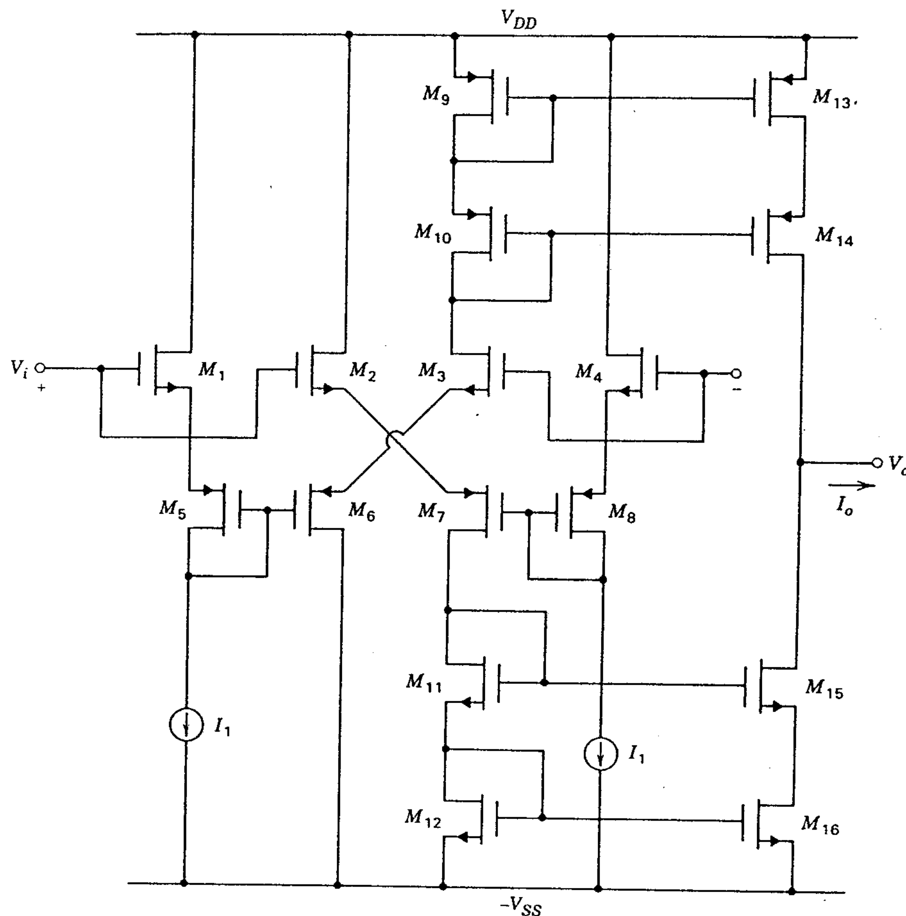


Fig. 9.45 Amplificator CMOS cu etaj de intrare care funcţionează în clasă AB.

Creşterea se realizează prin asigurarea în etajul de intrare a unei căi suplimentare care devine operativă la valori mari ale semnalului de intrare, livrând capacitorului de compensare curenţi mari. Se obţin valori ale SR de ordinul a 30 V/μs, pentru amplificatoarele operaţionale bipolare; la fel ca şi în cazurile anterioare limitarea creşterii SR este dată de creşterea tensiunii de ofset la intrare.

Etajele de intrare care funcţionează în clasă AB se pot implementa şi în tehnologiile CMOS. Un exemplu[9,10] este prezentat în fig. 9.45. Tensiunea de intrare este aplicată între grilele tranzistoarelor M_1, M_2 şi M_3, M_4. Tranzistoarele M_1 şi M_4 sunt repetoare pe sursă care au rolul de a transfera tensiunea de intrare la grilele tranzistoarelor M_6 şi M_7. Tranzistoarele conectate ca diodă M_5 şi M_8 realizează o deplasare de nivel şi împreună cu sursele de curent I_1 stabilesc valoarea curentului din punctul static pentru funcţionarea în clasă AB a tranzistoarelor M_2, M_3, M_6 şi M_7. Curenţii prin M_3 şi M_{11} sunt trimişi la ieşire prin intermediul oglinzilor de curent cascodă M_9, M_{10}, M_{13}, M_{14} şi M_{11}, M_{12}, M_{15}, M_{16}.

Curenţii de polarizare se determină presupunând V_i=0 ceea ce conduce la:

$$V_{GS1} + V_{GS5} = V_{GS6} + V_{GS3} \; . \tag{9.96}$$

Dacă se presupune că este valabilă expresia 1.175 relaţia anterioară devine

$$V_{tn} + \sqrt{2\frac{I_1}{k_n'}(L/W)_1} + V_{tp} + \sqrt{2\frac{I_1}{k_p'}(L/W)_5} = V_{tp} + \sqrt{2\frac{I_1}{k_p'}(L/W)_6} + V_{tn} + \sqrt{2\frac{I_1}{k_n'}(L/W)_3} \tag{9.97}$$

unde $I_B = I_{D6} = I_{D3} = I_{D2} = I_{D7}$ este curentul de polarizare iar pentru tranzistoarele NMOS şi PMOS s-au utilizat indicii n şi respectiv p. Etajul de intrare s-a presupus simetric. Din (9.97) se obţine

$$\sqrt{I_B}\left[\sqrt{\frac{2}{k_p'}(L/W)_6} + \sqrt{\frac{2}{k_n'}(L/W)_3}\right] = \sqrt{I_1}\left[\sqrt{\frac{2}{k_p'}(L/W)_5} + \sqrt{\frac{2}{k_n'}(L/W)_1}\right] \tag{9.98}$$

care este ecuaţia de proiectare pentru curentul de polarizare a etajului de intrare.

Dacă se presupune că oglinzile de curent cascodă din schema din fig. 9.45 au un câştig în curent unitar curenţii din punctul static de funcţionare ai tranzistoarele M_9, M_{10}, M_{13}, M_{14}, M_{11}, M_{12}, M_{15} şi M_{16} sunt toţi egali cu I_B. Prin aplicarea unui semnal de intrare V_i pozitiv curentul prin tranzistoarele M_2 şi M_7 creşte iar curentul prin tranzistoarele M_3 şi M_6 scade. Ca urmare curentul prin tranzistorul M_{14} scade, curentul prin tranzistorul M_{15} creşte, iar curentul şi tensiunea de la ieşire, I_o şi V_o, iau valori negative. Pentru calculul câştigului la semnal mic vom neglija efectul de substrat şi vom considera că tranzistorul M_6 constituie o degenerare în sursă pentru tranzistorul M_3. Rezistenţa care se vede privind în sursa lui M_6 este chiar $1/g_{m6}$, deci

$$|i_{d3}| = \frac{g_{m3}}{1 + g_{m3}/g_{m6}} v_i \,. \tag{9.99}$$

La fel se obţine:

$$|i_{d7}| = \frac{g_{m2}}{1 + g_{m2}/g_{m7}} v_i \,. \tag{9.100}$$

Deci transconductanţa amplificatorului este

$$G_m = \frac{|i_{d3}| + |i_{d7}|}{v_i} = \frac{2g_{m3}}{1 + \frac{g_{m3}}{g_{m6}}} \tag{9.101}$$

relaţie în care s-au folosit egalităţile $g_{m2}=g_{m3}$ şi $g_{m6}=g_{m7}$.

Rezistenţa de ieşire a amplificatorului este dată de rezistenţele celor două cascode în paralel:

$$R_o \approx g_{m14} r_{o14} r_{o13} \| g_{m15} r_{o15} r_{o16} \,. \tag{9.102}$$

În concluzie câştigul la semnal mic al amplificatorului este:

$$A_v = G_m R_o \,. \tag{9.103}$$

În analiza de semnal mic anterioară s-a pus în evidenţă faptul că o tensiune mică pozitivă V_i determină scăderea curentului I_{D3} şi creşterea curentului I_{D7} conducând la o valoare negativă a curentului de la ieşire I_o. Dacă V_i continuă să crească ieşind din gama de tensiuni corespunzătoare funcţionării la semnal mic a etajului de intrare, tranzistoarele M_3 şi M_6 se vor bloca în timp ce tranzistoarele M_2 şi M_7 vor fi comandate spre valori mai mari ale tensiunii V_{GS}. Curenţii prin tranzistoarele M_2 şi M_7 vor creşte spre valori mari, fapt reflectat în valorile corespunzătoare mari, negative ale curentului de la ieşire. Pentru valori negative mari ale tensiunii V_i tranzistoarele M_2 şi M_7 se vor bloca iar tranzistoarele M_3 şi M_6 vor conduce curenţi mari curentul de la ieşire atingând valori mari pozitive. Rezultă că acest circuit este capabil să livreze unei sarcini capacitive curenţi pozitivi şi negativi foarte mari fără ca să apară limitările, în sensul uzual, de viteză maximă de variaţie a tensiunii de la ieşire. Din cauza funcţionării în clasă AB această caracteristică se realizează fără să fie necesar un curent mare de polarizare al amplificatorului.

9.6.3 Efecte date de viteza maximă de variaţie a tensiunii de ieşire pentru funcţionarea la semnal mare sinusoidal

Limitarea dată de viteza maximă de variaţie a tensiunii la ieşire poate afecta funcţionarea circuitului la frecvenţe înalte în cazul unor semnale sinusoidale mari. Fie circuitul din fig. 9.38 în care la intrare se aplică un semnal mare sinusoidal, după cum se indică în fig. 9.46. Deoarece amplificatorul operaţional este conectat ca repetor, tensiunea de la ieşire V_o, va fi forţată să urmărească tensiunea de la intrare, V_i. Deoarece semnalul V_i este sinusoidal

$$V_i = \hat{V}_i \sin\omega t \,, \tag{9.104}$$

valoarea maximă a vitezei de variaţie $\mathrm{d}V_i/\mathrm{d}t$ se obţine la trecerea prin zero:

$$\frac{\mathrm{d}V_i}{\mathrm{d}t} = \omega\,\hat{V}_i \cos\omega t \,, \tag{9.105}$$

şi

$$\left.\frac{\mathrm{d}V_i}{\mathrm{d}t}\right|_{\max} = \omega\,\hat{V}_i \,. \tag{9.106}$$

Atât timp cât valoarea mărimii $\mathrm{d}V_i/\mathrm{d}t|_{\max}$ dată de (9.106) este mai mică decât SR, tensiunea de la ieşire va fi replica tensiunii de la intrare. Tensiunea de la ieşire nu va mai putea urmări tensiunea de la intrare dacă produsul $\omega\hat{V}_i$ devine mai mare decât SR, iar forma de undă va avea distorsiuni de forma acelora prezentate în fig. 9.46. Aplicând la intrarea amplificatorului un semnal sinusoidal având amplitudinea $\hat{V}_i$ egală cu tensiunea sursei de alimentare, limitarea vitezei de variaţie va apare odată cu creşterea frecvenţei semnalului. Caracterizarea funcţionării în regim sinusoidal la semnal mare se face prin parametrul denumit *banda la care se obţine puterea integrală**, definit ca fiind valoarea maximă a frecvenţei pentru care un semnal sinusoidal cu amplitudinea $\hat{V}_i$, egală cu tensiunea sursei de alimentare, este reprodus la ieşire

* Termenul corespunzător în literatura de limbă engleză este *full power bandwidth* (n.t.).

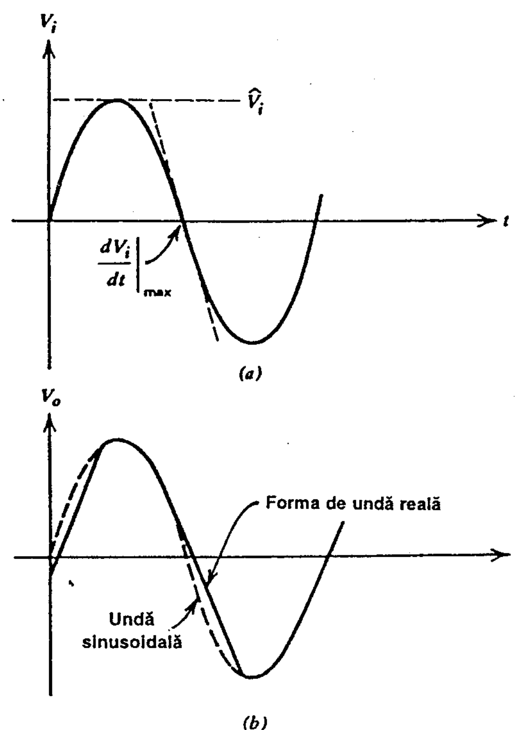


Fig. 9.46 (*a*) Tensiunea sinusoidală mare aplicată la intrarea circuitului din fig. 9.38. (*b*) Tensiunea de la ieşire care se obţine din semnalul din (*a*): se pun în evidenţă efectele date de limitarea de viteză maximă de variaţie a tensiunii de la ieşire în condiţii de semnal mare.

fără distorsiuni, amplificatorul operaţional fiind conectat ca repetor. (În practică se foloseşte o valoare $\hat{V}_i$ cu puţin mai mică decât tensiunea sursei de alimentare pentru a se evita distorsiunile date de intrarea în limitări, descrise în *Capitolul 5*).

■ EXEMPLU

Să se calculeze *banda la care se obţine puterea integrală* pentru amplificatorul operaţional 741, conectat ca repetor. Se va lua $\hat{V}_i$ egal cu tensiunea de alimentare (15 V).

Din (9.106) rezultă:

$$\omega \hat{V}_i = SR \ .$$

Deci

$$\omega = \frac{0{,}8\ \mu\text{V/s}}{15\ \text{V}} = 53{,}3 \times 10^3\ \text{rad/s}\ ,$$

sau

$$f = 8{,}5\ \text{kHz}\ .$$

Interpretarea acestui rezultat este directă; amplificatorul operaţional 741 conectat ca repetor, funcţionând cu o amplitudine a tensiunii sinusoidale de la ieşire de 15 V, va începe să producă distorsiuni date de viteza maximă de variaţie a tensiunii de la ieşire în condiţii de semnal mare, dacă frecvenţa semnalului depăşeşte 8,5 kHz.

PROBLEME

9.1 Un amplificator are câştigul la joasă frecvenţă de 200 şi o caracteristică de transfer cu trei poli reali, negativi plasaţi la 1 MHz, 2 MHz şi 4 MHz. Să se calculeze şi să se schiţeze diagrama Nyquist pentru acest amplificator în condiţiile în care funcţionează într-o buclă de reacţie cu f=0,05. Este amplificatorul stabil? Să se explice.

9.2 Pentru amplificatorul din *Problema 9.1* să se calculeze şi să se schiţeze dependenţa modulului (în dB) şi a fazei câştigului cu reacţie în funcţie de frecvenţă (la scară logaritmică). Să se determine valoarea factorului de reacţie, f, care face ca amplificatorul să devină instabil şi valoarea pentru care se obţine o margine de fază de 60°.

9.3 Pentru un amplificator care are o margine de fază de 20° cât de mare este valoarea maximă a modulului câştigului cu bucla închisă (faţă de valoarea de la joasă frecvenţă) la frecvenţa la care modulul câştigului pe buclă este unitar?

9.4 Un amplificator are valoarea câştigului la joasă frecvenţă de 40000 şi o caracteristică de transfer cu trei poli reali negativi, având frecvenţele de 2 kHz, 200 kHz şi 4 MHz.
(*a*) Să se estimeze marginea de fază dacă amplificatorul este conectat într-o buclă de reacţie cu f constant iar câştigul cu bucla închisă la joasă frecvenţă este A_0=400.
(*b*) Să se repete punctul (*a*) dacă câştigul cu bucla închisă la joasă frecvenţă A_0 este 200 şi apoi 1000.

9.5 Un amplificator are valoarea câştigului la joasă frecvenţă de 5000 şi o caracteristică de transfer cu trei poli reali negativi, având frecvenţele de 300 kHz, 2 MHz şi 25 MHz.
(*a*) Amplificatorul se compensează prin metoda introducerii unui pol dominant astfel încât să funcţioneze într-o buclă cu reacţie cu un câştig unitar şi cu o margine de fază de 45°. Să se calculeze frecvenţa polului dominant care trebuie introdus pentru compensarea acestui amplificator şi valoarea benzii amplificatorului cu reacţie. Se va presupune că introducerea acestui pol dominant nu modifică poziţia iniţială a polilor amplificatorului.
(*b*) Să se repete punctul (*a*) pentru situaţia în care amplificatorul funcţionează într-o buclă cu reacţie cu un câştig de 20 dB şi cu o margine de fază de 45°.

9.6 Amplificatorul din *Problema 9.5* se compensează prin metoda reducerii frecvenţei primului pol, dominant.
(*a*) Să se calculeze frecvenţa polului dominant necesară pentru a asigura funcţionarea amplificatorului într-o buclă cu reacţie cu un câştig unitar şi cu o margine de fază de 45° şi valoarea benzii amplificatorului cu reacţie. Se va presupune că poziţia iniţială a polilor de ordin superior ai amplificatorului nu se modifică.

(*b*) Să se repete punctul (*a*) pentru situaţia în care amplificatorul funcţionează într-o buclă cu reacţie cu un câştig de 20 dB şi cu o margine de fază de 45°.

9.7 Să se repete *Problema 9.6* pentru amplificatorul din *Problema 9.4*.

9.8 Un amplificator operaţional are valoarea câştigului în tensiune la joasă frecvenţă de 100000 şi un răspuns în frecvenţă caracterizat de o funcţie de transfer cu un singur pol real negativ plasat la 5 Hz. Amplificatorul se conectează într-o buclă de reacţie serie-şunt cu f=0,01 obţinându-se o valoare a câştigului la joasă frecvenţă $A_0 \approx 100$. Dacă impedanţa de ieşire fără reacţie este rezistivă având o valoare de 100 Ω să se arate că impedanţa de ieşire a circuitului cu reacţie se poate reprezenta prin circuitul echivalent din fig. 9.47; să se calculeze valorile elementelor din fig. 9.47. Se va schiţa, utilizând scări logaritmice, dependenţa de frecvenţă a modulului impedanţei de ieşire pentru frecvenţe cuprinse în gama 1 Hz—100 kHz.

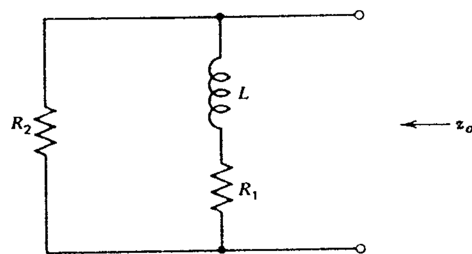


Fig. 9.47 Circuitul echivalent pentru impedanţa de ieşire a unui circuit cu reacţie serie-şunt.

9.9 Un amplificator operaţional având aceeaşi schemă ca 741 este fabricat printr-un proces tehnologic diferit astfel că funcţia de transfer fără compensare are trei poli reali negativi cu frecvenţele de 30 kHz, 500 kHz şi 10 MHz. Circuitul se compensează la fel ca şi 741; separarea polilor face ca cel de al doilea pol să devină neglijabil. Să se calculeze valoarea capacitorului care asigură obţinerea unei margini de fază de 60° pentru o reacţie care determină un câştig unitar şi frecvenţa la care câştigul pe buclă este de 0 dB.

Pentru amplificator se vor utiliza datele de joasă frecvenţă indicate în *Capitolul 7* pentru amplificatorul operaţional 741. Se va presupune că polul cu frecvenţa de 10 MHz nu este afectat de compensare. Câştigul la joasă frecvenţă al amplificatorului operaţional 741 este de 108 dB.

9.10 Să se repete *Problema 9.9* dacă circuitul se compensează prin utilizarea unui capacitor plasat între baza tranzistorului Q_{16} şi masă. Se va presupune că este afectat numai polul cu frecvenţa cea mai mică.

9.11 Un amplificator are o valoare a câştigului la joasă frecvenţă a_0=200 şi o funcţie de transfer cu trei poli reali negativi având frecvenţele de 1 MHz, 3 MHz şi 4 MHz. Să se calculeze şi să se schiţeze locul rădăcinilor atunci când se aplică o reacţie f variind de la 0 la 1. Să se estimeze valoarea lui f care face ca amplificatorul să devină instabil.

9.12 Să se calculeze şi să se schiţeze locul rădăcinilor pentru amplificatorul din *Problema 9.4* pentru f variind de la 0 la 1. Să se estimeze valoarea lui f care face ca amplificatorul să devină instabil şi să se verifice rezultatul obţinut aplicând criteriul lui Nyquist.

9.13 Pentru circuitul din fig. 9.31 R_F=5 kΩ, R_E=50 Ω şi C_F=1,5 pF. Amplificatorul de bază al acestui circuit este prezentat în fig. 9.32 şi are doi poli reali negativi cu

frecvenţele de 3 MHz şi 6 MHz. Valoarea *câştigului în curent* la joasă frecvenţă al amplificatorului de bază este de 4000. Presupunând că valoarea câştigului pe buclă al circuitului din fig. 9.31 se poate varia fără a se schimba parametrii amplificatorului de bază, să se schiţeze pentru acest circuit locul rădăcinilor, f variind de la 0 la 0,01 atât cu, cât şi fără prezenţa capacitorului C_F în circuit. Pentru fiecare caz se va schiţa, utilizând scări logaritmice, dependenţa de frecvenţă a modulului câştigului pentru frecvenţe cuprinse între 10 kHz şi 100 MHz.

9.14 Un amplificator operaţional are în caracteristica de transfer cu bucla deschisă doi poli reali negativi la 100 kHz şi 120 kHz şi un zero real negativ la 100 kHz. Valoarea câştigului în tensiune cu bucla deschisă, la joasă frecvenţă al amplificatorului operaţional este de 100 dB. Să se schiţeze locul rădăcinilor, care rezultă prin plasarea amplificatorului într-o buclă de reacţie, f variind de la 0 la 1. Să se calculeze polii şi zerourile amplificatorului cu reacţie pentru $f=10^{-3}$ şi $f=1$.

9.15 Să se repete *Problema 9.14* dacă polii amplificatorului se află la 100 Hz şi 100 kHz iar zeroul la 120 kHz.

9.16 În fig. 9.48 este prezentată schema de principiu a primelor etaje ale unui amplificator operaţional.

(*a*) Presupunând că răspunsul în frecvenţă este dominat de un singur pol să se determine frecvenţa la care modulul câştigului în tensiune, la semnal mic $|(\Delta V_o/\Delta V_i)(j\omega)|$ este egal cu unitatea şi viteza maximă de variaţie a tensiunii de ieşire în condiţii de semnal mare (SR).

(*b*) Pentru intervalul 0—20 s să se schiţeze răspunsul $V_o(t)$ care se obţine prin aplicarea la intrare a unui salt treaptă de la −5 V la +5 V . Se va presupune că amplificatorul este conectat ca repetor.

(*c*) Se vor compara rezultatele obţinute prin calcul manual cu cele obţinute prin simularea cu SPICE. Pentru toate tranzistoarele: $\beta=100$, $V_A=130$ V şi $I_S=10^{-15}$ A.

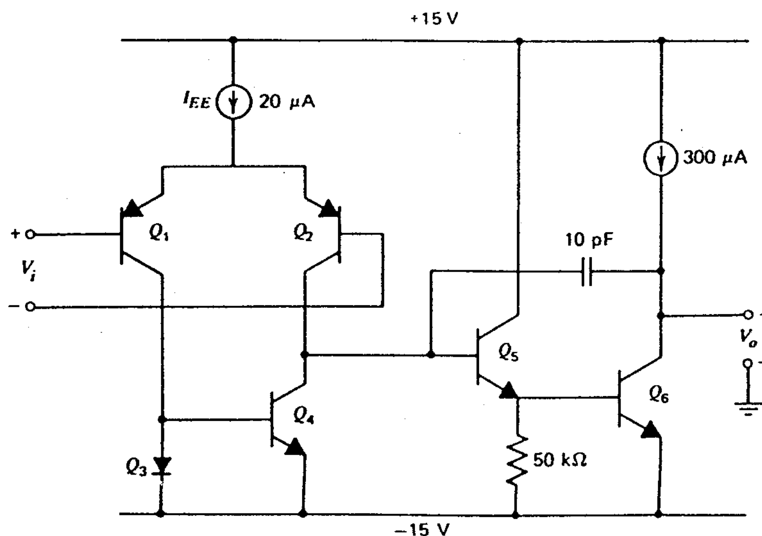


Fig. 9.48 Etajul de intrare al unui amplificator operaţional.

9.17 Să se repete *Problema 9.16* pentru circuitul din fig. 9.48 compensat cu un capacitor de 0,05 μF conectat între baza tranzistorului Q_5 şi masă. Se va presupune că valoarea câştigului în tensiune, de la baza tranzistorului Q_5 la ieşire, este de 500.

9.18 Viteza maximă de variaţie a tensiunii de la ieşire în condiţii de semnal mare a circuitului din fig. 9.48 se măreşte prin introducerea unor rezistoare de 10 kΩ în emitoarele tranzistoarelor Q_1 si Q_2. Dacă trebuie să se obţină aceeaşi valoare a frecvenţei la care câştigul este unitar să se calculeze noua valoare necesară pentru capacitorul de compensare şi factorul cu care se îmbunătăţeşte SR. Rezultatele obţinute se vor verifica prin simulare cu SPICE.

9.19 Să se repete *Problema 9.18* dacă tranzistoarele Q_1, Q_2 se înlocuiesc cu TECJ. Se va presupune că în punctul static de funcţionare curentul prin fiecare TECJ este de 300 μA (I_{EE}=600 μA), valoarea corespunzătoare a transconductanţei fiind de 300 μA/V.

9.20 (*a*) Să se calculeze banda la care se obţine puterea integrală pentru circuitul din fig. 9.48.

(*b*) Să se schiţeze forma de undă a tensiunii V_o, pentru o tensiune de intrare sinusoidală cu o amplitudine de 10 V şi o frecvenţă de 45 kHz, dacă acest circuit este conectat într-o buclă de reacţie care determină un câştig neinversor, unitar.

9.21 Pentru amplificatorul operaţional CMOS prezentat în fig. 9.49 să se calculeze câştigul cu bucla deschisă, frecvenţa pentru care câştigul este unitar şi SR.

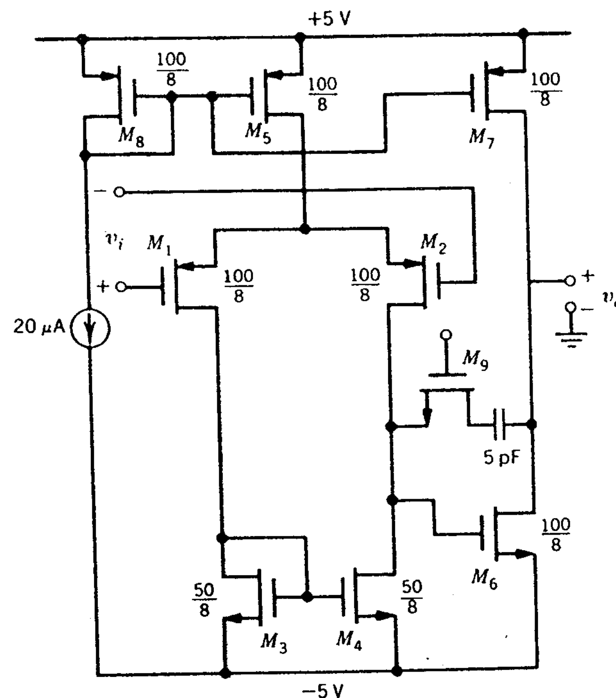


Fig. 9.49 Circuitul pentru *Problema 9.21*.

Pentru tranzistoare se vor lua parametrii din *Tabelul 2.1* şi $X_d = 1$ μm. Pentru tranzistorul M_9 se va presupune că grila este conectată la tensiunea de alimentare pozitivă şi că raportul *W/L* a fost ales astfel încât să anuleze zeroul din semiplanul drept. Rezultatele se vor compara cu acelea obţinute prin simulare cu SPICE.

9.22 Circuitul din fig. 9.50 este utilizat pentru generarea tensiunii care se aplică grilei tranzistorului M_9 din fig. 9.49. Să se calculeze valoarea raportului *W/L* al tranzistorului M_9 necesară ca în aceste condiţii să deplaseze zeroul din semiplanul drept la infinit. Se vor folosi datele din *Tabelul 2.1*. Rezultatele se vor compara cu acelea obţinute prin simulare cu SPICE.

9.23 Presupunând că zeroul a fost mutat la infinit să se determine capacitatea de sarcină maximă care poate fi conectată direct la ieşirea circuitului din fig. 9.49 menţinând o valoare a marginii de fază de 45°. Se vor neglija toţi polii de ordin superior cu excepţia acelora determinaţi de capacitatea de sarcină. Pentru tranzistorul M_9 se va folosi valoarea raportului *W/L* determinată în *Problema 9.22* şi circuitul de polarizare din fig. 9.50.

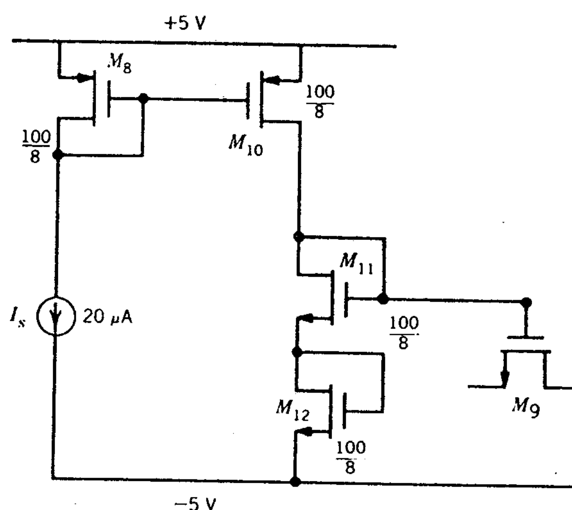


Fig. 9.50 Circuitul pentru *Problema 9.22*.

9.24 Se presupune că din amplificatorul operaţional CMOS din fig. 9.49 s-au scos tranzistorul M_9 şi capacitorul de compensare şi că la ieşire a fost conectată o sarcină rezistivă de 1 MΩ. Folosind SPICE şi datele din *Tabelul 2.1* se va determina caracteristica de frecvenţă a câştigului şi a fazei şi valoarea câştigului la semnal mic. Amplificatorul se conectează într-o buclă de reacţie formată prin legarea unui rezistor de 1 MΩ între ieşire şi grila tranzistorului M_1 şi a unui rezistor R_x între grila tranzistorului M_1 şi masă. Tensiunea de intrare se aplică între grila tranzistorului M_2 şi masă. Folosind rezultatele anterioare obţinute prin simulare să se determine valoarea câştigului amplificatorului şi valorile corespunzătoare ale lui R_x pentru care marginea de fază este de 80°, 60°, 40° şi 20°. Pentru fiecare caz folosind SPICE se

va trasa grafic dependenţa de frecvenţă a câştigului de semnal mic pentru circuitul cu reacţie şi răspunsul la un semnal treaptă care determină la ieşire o tensiune de 100 mV. Se vor compara şi comenta rezultatele obţinute. Se va presupune $X_d=1$ μm şi o lăţime de 2 μm a regiunilor de sursă şi de drenă.

9.25 Circuitul CMOS din fig. 9.45 se foloseşte ca un amplificator operaţional cu SR mare. Între ieşire şi masă este conectată o capacitate de sarcină $C_L=10$ pF. Tensiunile de alimentare sunt de ± 5 V iar $I_1=20$ μA. Tranzistoarele M_1—M_4 au $W=20$ μm, $L=1$ μm iar tranzistoarele M_5—M_8 $W=60$ μm, $L=1$ μm. Toate tranzistoarele NMOS au $W=100$ μm, $L=1$ μm iar celelalte tranzistoare PMOS $W=300$ μm, $L=1$ μm. De asemenea $\mu_n C_{ox}=60$ μA/V^2, $\mu_p C_{ox}=20$ μA/V^2, $V_{tn}=0{,}7$ V, $V_{tp}=-0{,}7$ V, $\gamma=0$ şi $\lambda=0{,}05$ V^{-1}.

(*a*) Să se calculeze câştigul la semnal mic cu bucla deschisă şi frecvenţa la care câştigul este unitar. Să se deducă expresia funcţiei de transfer I_o/V_i la semnal mare atât în condiţiile în care tranzistoarele M_2, M_3, M_6 şi M_7 sunt în conducţie cât şi pentru valori mai mari ale tensiunii V_i când două din ele sunt tăiate. La ce valoare a tensiunii V_i se produce tranziţia?

(*b*) Circuitul se conectează într-o bucla de reacţie negativă astfel încât să funcţioneze ca repetor (ieşirea se leagă la grila tranzistorului M_1). Pe grila tranzistorului M_4 se aplică un salt de tensiune de la $-1{,}5$ V la $+1{,}5$ V. Să se calculeze şi să se schiţeze formele de undă V_o corespunzătoare şi să se compare toate rezultatele cu acelea obţinute prin simulare cu SPICE. Care este valoarea de vârf a curentului livrat capacitorului C_L în cursul procesului tranzitoriu?

9.26 Folosind topologia primară din fig. 8.45 să se proiecteze un amplificator CMOS cu reacţie cu următoarele caracteristici: $R_i=\infty$, $R_o<30$ Ω, $A_v=v_o/v_i=10$ şi banda la -3 dB, la semnal mic $f_{-3dB}>2$ MHz. Curentul absorbit de la sursele de alimentare (care sunt de $+5$ V şi -5 V) trebuie să fie mai mic de 2 mA pentru fiecare sursă. Circuitul funcţionează cu o rezistenţă de sarcină $R_L=1$ kΩ, legată între ieşire şi masă, şi trebuie să aibă o excursie de tensiune la ieşire mai mare de ± 1 V (înainte de a apare limitările). Se vor utiliza datele de proces din *Tabelul 2.1* şi $X_d=0{,}5$ μm, $\gamma=0{,}5$. Regiunile de sursă şi drenă au o lăţime de 9 μm. Calculele manuale se vor verifica prin simulare cu SPICE.

BIBLIOGRAFIE

1. K. Ogata. *Modern Control Engineering*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1990, Capitolul 5.
2. P.E. Gray şi C.L. Searle. *Electronic Principles*, Wiley, New-York, 1969, Capitolul 20.
3. R.D. Thornton ş.a. *Multistage Transistor Circuits*, Wiley, New-York, 1965.
4. J.E. Solomon. "The Monolithic Op Amp: A Tutorial Study", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-9, pp. 314—332, December 1974.
5. T.C. Choi, R. Kaneshiro, R. W. Brodersen, P.R. Gray, M. Willcox şi B. Jett. "High-Frequency CMOS Switched-Capacitor Filters for Communications Applications", *Digest of Technical Papers, 1983 International Solid-State Circuits Conference*, New York, February 1983.
6. K. Ogata. Op. cit.
7. P.E. Gray şi C.L. Searle. Op. cit. Capitolul 19.

8. W.E. Hearn. "Fast Slewing Monolithic Operational Amplifier", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-6, pp. 20—24, February 1971.
9. P.W. Li, M.J. Chin, P.R. Gray şi R. Castello. "A Ratio-Independent Algorithmic Analog-to-Digital Conversion Technique", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-19, pp. 828—836, December 1984.
10. E. Seevinck şi R. Wassenaar. "A Versatile CMOS Linear Transconductor/Square-Law Function Circuit", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-22, pp. 366—377, June 1987.

10

CIRCUITE ANALOGICE NELINIARE

10.1 INTRODUCERE

Capitolele 1—9 ale acestei cărţi au fost dedicate aproape în totalitate circuitelor analogice a căror funcţie fundamentală o constituie amplificarea liniară a semnalelor. Cu toate că unele din circuitele discutate (de exemplu etajele de ieşire în clasă AB) sunt de fapt — din punct de vedere al modului de lucru — neliniare, operaţiile efectuate asupra semnalului care trece prin circuitul respectiv sunt bine aproximate de relaţii liniare.

Operaţiile neliniare efectuate asupra unor semnale cu variaţie continuă, analogice, sunt de multe ori necesare în instrumentaţie, în comunicaţii şi în sistemele de reglare automată. Aceste operaţii includ redresarea, modularea, demodularea, schimbarea de frecvenţă, înmulţirea şi împărţirea.

În acest capitol se vor analiza tehnicile curent utilizate în circuitele integrate monolitice pentru realizarea acestor operaţii. La început se va discuta modul de utilizare a diodelor, împreună cu elementele active, pentru a realiza redresarea de precizie. Se va continua cu discutarea modului de utilizare a tranzistorului bipolar pentru realizarea de circuite neliniare şi se va analiza celula de multiplicator Gilbert, care constituie blocul de bază al unei mari varietăţi de astfel de circuite. Se va considera apoi modul în care acest bloc se utilizează ca multiplicator analogic de semnal mic, ca modulator, ca detector de fază şi ca multiplicator de semnal mare în patru cadrane.

După discuţia asupra multiplicatorului se va prezenta o tehnică de circuit de foarte mare utilitate pentru demodularea semnalelor MF şi MA, care realizează în acelaşi timp şi filtrarea de tip trece bandă. Acest circuit, bucla cu faza calată — care va fi denumit în continuare PLL, de la iniţialele cuvintelor englezeşti *phase locked loop* — este în particular foarte potrivit pentru realizarea sub formă de circuit integrat monolitic. După ce se explorează conceptele de bază se analizează funcţionarea PLL în condiţiile în care bucla funcţionează în banda de urmărire. Se consideră apoi procesul tranzitoriu de captură (de prindere) şi se analizează un circuit PLL real, monolitic.

În final se discută câteva metode de realizare a unor funcţii de transfer neliniare arbitrare.

10.2 REDRESAREA DE PRECIZIE

Redresarea este probabil una din operaţiile neliniare de bază care se efectuează asupra unor semnale variabile în timp. Un redresor monoalternanţă ideal este un circuit care permite trecerea curentului sau tensiunii de semnal de o singură polaritate; trecerea celeilalte polarităţi este blocată. Caracteristica de transfer a unui redresor monoalternanţă ideal este prezentată în fig. 10.1 unde se indică şi caracteristica de transfer a unui alt tip de redresor, redresorul dublă alternanţă. Redresoarele întâlnite în practică se pot împărţi în două categorii.

Cele din prima categorie se numesc redresoare de putere şi sunt utilizate pentru conversia energiei de curent alternativ în energie de curent continuu. În aceste redresoare se folosesc aproape întotdeauna diode din siliciu.

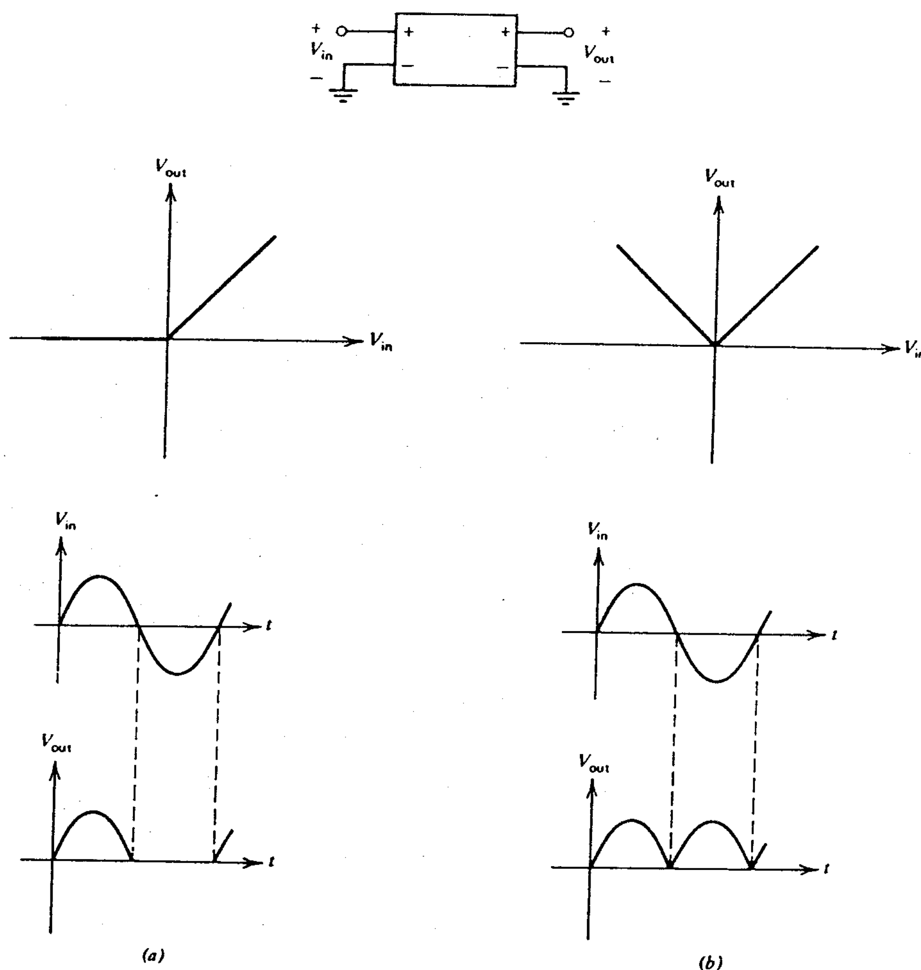


Fig. 10.1 Caracteristica de transfer a unui redresor şi răspunsul la o formă de undă sinusoidală aplicată la intrare. (*a*) Redresor monoalternanţă. (*b*) Redresor dublă alternanţă.

Obiectivele esenţiale din punctul de vedere al funcţionării sunt date de realizarea unui randament ridicat şi a unui cost mic. Noi nu ne vom ocupa în mod explicit de această clasă de redresoare întrucât în majoritatea realizărilor concrete ale acestor circuite de mare putere se folosesc componente discrete.

A doua categorie de redresoare nu are ca obiectiv conversia puterii ci extracţia informaţiei conţinută într-un semnal oarecare. De exemplu redresoarele dublă alternanţă de acest tip se folosesc la determinarea valorii eficace a unui semnal, în unele tipuri de demodulatoare şi în sistemele de măsurare şi reglare automată care trebuie să sesizeze semnale de ambele polarităţi. Această clasă de redresoare este denumită *redresoare de precizie*. În subsistemele analogice integrate funcţia de redresare de precizie este necesară de multe ori; ca urmare, în continuare se vor discuta circuitele prin care se poate realiza această funcţie.

Cea mai simplă formă a unui redresor monoalternanţă cu diodă este prezentată în fig. 10.2*a*. Atunci când tensiunea de la intrare este pozitivă dioda este polarizată invers; semnalul de la ieşire este egal cu cel de la intrare, după cum rezultă de altfel şi din circuitul echivalent din fig. 10.2*b*. Pe măsură ce tensiunea de la intrare devine negativă, tensiunea de la ieşire rămâne egală cu tensiunea de la intrare până în momentul în care dioda începe să conducă. Aceasta se întâmplă pentru o valoare a tensiunii de la intrare de aproximativ −0,6 V. Dacă semnalul de la intrare trece de această valoare dioda limitează tensiunea de la ieşire la −0,6 V, după cum se indică în circuitul echivalent din fig. 10.2*c*.

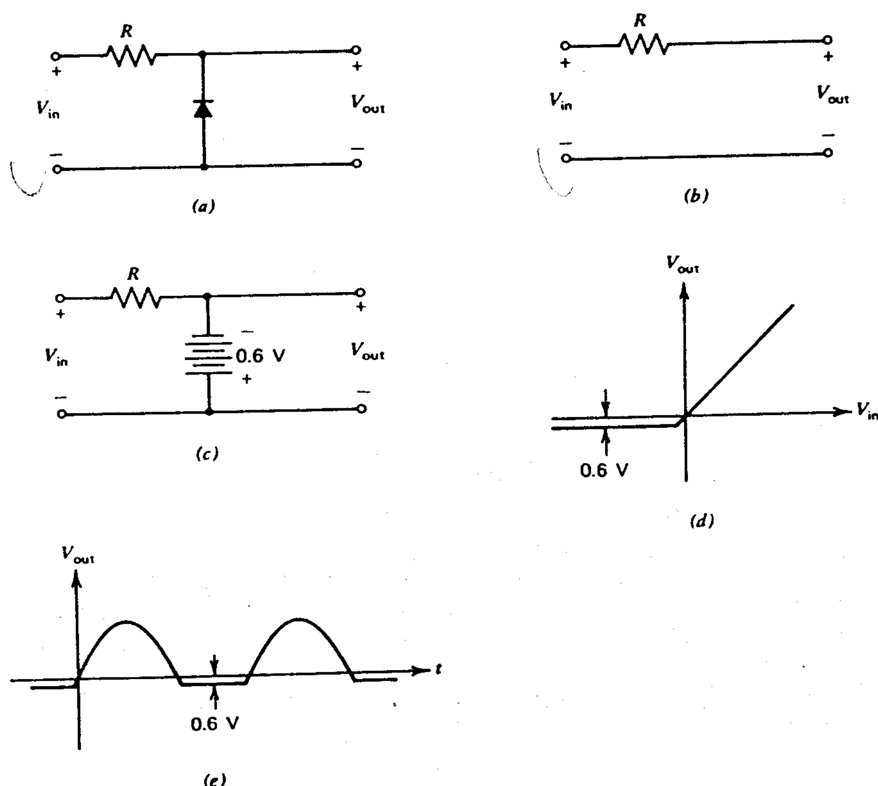


Fig. 10.2 Redresor monoalternanţă, simplu, cu diodă. (*a*) Schema redresorului. (*b*) Circuitul echivalent pentru $V_i > -0{,}6$ V. (*c*) Circuitul echivalent pentru $V_i < -0{,}6$ V. (*d*) Caracteristica de transfer de curent continuu. (*e*) Răspunsul la un semnal de intrare sinusoidal.

Caracteristica netă de transfer în curent continuu care se obţine este prezentată în fig. 10.2*d*. Dacă la intrare se aplică o sinusoidă, la ieşire se obţine o semialternanţă, care este de fapt versiunea redresată a intrării (vezi fig. 10.2*e*).

Un dezavantaj major al acestui redresor este dat de faptul că redresarea nu este precisă; căderea de tensiune la bornele diodei face ca circuitul să permită trecerea semnalului atunci când are o valoare cuprinsă între zero şi −0,6 V. Dacă, de exemplu, amplitudinea semnalului ar fi de numai 2 sau 3 V, forma de undă de la ieşire nu ar mai fi o replică precisă a versiunii ideal redresate a formei de undă de la intrare din fig. 10.1. În multe aplicaţii legate de prelucrarea semnalelor această eroare este prea mare pentru a putea fi acceptată.

Funcţionarea redresorului se poate îmbunătăţi mult prin adăugarea de elemente active. Fie schema de redresor din fig. 10.3. Dioda s-a înlocuit cu un subcircuit format dintr-o diodă şi un amplificator operaţional având un câştig *a*. Să discutăm mai întâi caracteristica I-V a combinaţiei diodă-amplificator operaţional. Dacă presupunem că amplificatorul operaţional este ideal, atunci curentul absorbit în intrările sale este nul şi tot curentul (I) trece prin diodă şi prin ieşirea amplificatorului operaţional. Căderea directă de tensiune la bornele diodei este egală cu diferenţa dintre tensiunea de intrare în amplificatorul operaţional, V_i, şi tensiunea sa de la ieşire, V_o; ca urmare curentul, I, prin diodă va fi dat de

$$I = -I_S\left[\exp\left(\frac{V_o - V_i}{V_T}\right) - 1\right] . \tag{10.1}$$

Amplificatorul operaţional are un câştig a, deci

$$V_o = -aV_i . \tag{10.2}$$

De observat că tensiunea de la ieşirea circuitului V_{out} nu este dată de tensiunea de la ieşirea amplificatorului operaţional V_o ci de tensiunea de la *intrarea* sa. Ieşirea amplificatorului operaţional serveşte numai pentru comanda diodei. Pentru cazul în care dioda este polarizată direct, tensiunea V_i se determină din (10.1) şi (10.2):

$$V_i = -\frac{V_T}{a+1}\ln\left(\frac{-I}{I_S} + 1\right) = V_{out} . \tag{10.3}$$

Se observă reducerea cu un factor $(a+1)$ a valorii căderii de tensiune directă, faţă de cazul în care se folosea numai dioda. Deoarece cu un amplificator operaţional se poate obţine uşor un câştig în tensiune de ordinul miilor rezultă că pentru acest circuit factorul care va determina căderea de tensiune directă va fi dat de fapt de tensiunea de ofset a amplificatorului operaţional.

Pentru valori pozitive ale tensiunii de la intrare amplificatorul operaţional determină o polarizare inversă a diodei; comportarea circuitului nu mai poate fi descrisă de (10.3). Dioda fiind blocată, în dispozitivul compus nu poate *intra* decât curentul invers al diodei. Deci, atunci când tensiunea de la intrare, V_{in}, devine pozitivă, prin rezistenţă nu trece curent şi tensiunea de la intrarea amplificatorului operaţional, V_i, devine egală cu V_{in}. Ca urmare tensiunea de la ieşirea amplificatorului operaţional variază spre minus până când etajul de ieşire se saturează. Deci, pentru tensiuni de intrare pozitive, tensiunea de la intrare V_{in} se aplică direct pe intrările amplificatorului operaţional, iar amplificatorul se saturează. Caracteristica de transfer de curent continuu a redresorului din fig. 10.3*a* este indicată în fig. 10.3*b*. De observat că această caracteristică este foarte apropiată de aceea a unui redresor ideal.

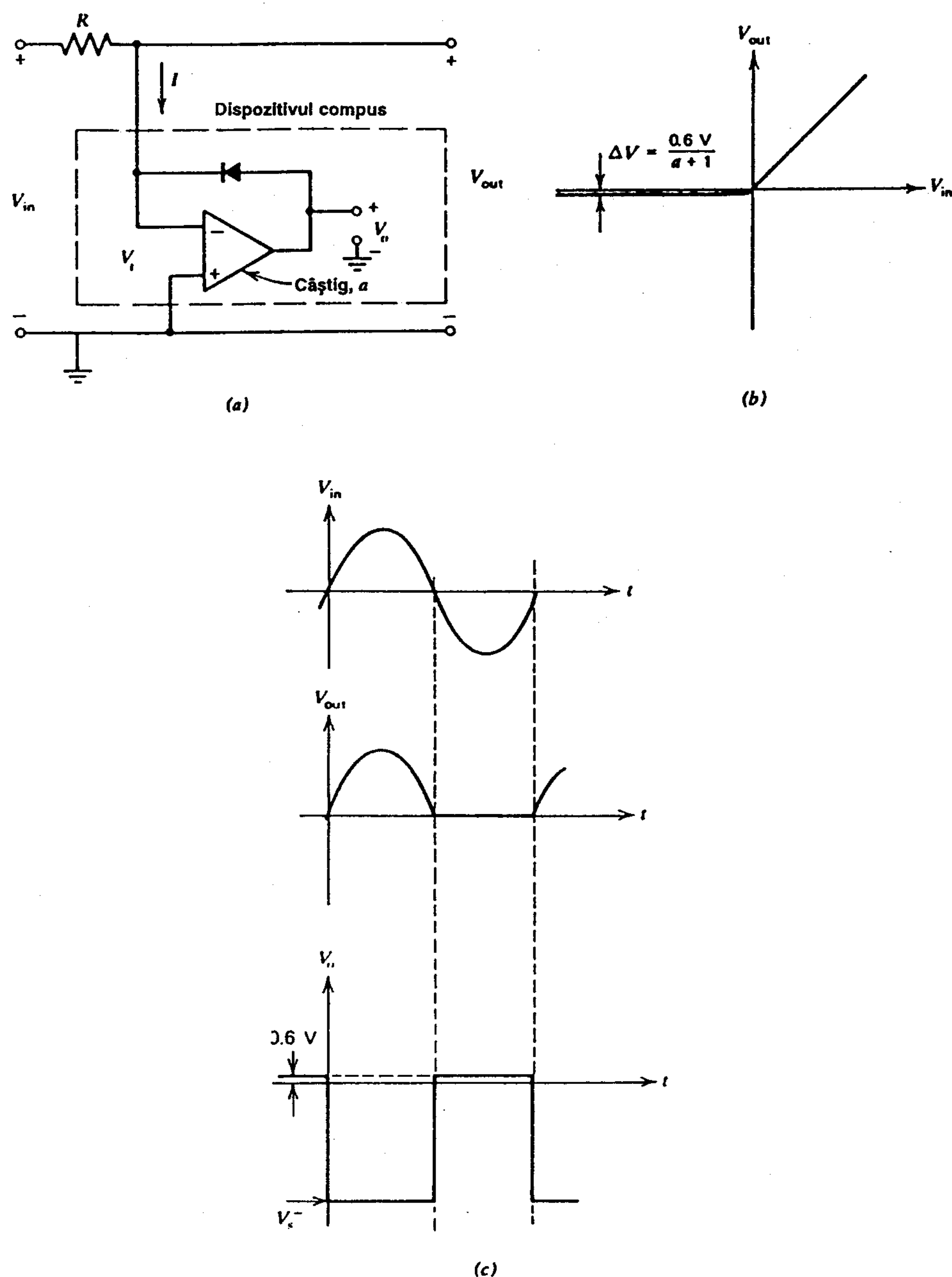


Fig. 10.3 Redresor de precizie, monoalternaţă, cu componente active. (*a*) Schema redresorului. (*b*) Caracteristica de transfer de curent continuu. Valoarea tensiunii de la ieşire pentru $V_{in}<0$ este de ordinul μV, dacă amplificatorul operaţional are o tensiune de ofset nulă. (*c*) Formele de undă la intrare şi ieşire pentru un redresor monoalternanţă de precizie. V_o este tensiunea de la ieşirea amplificatorului operaţional. Pentru valori pozitive ale tensiunii de intrare, V_o ia valoarea V_s^- determinată de saturaţia etajului de ieşire al amplificatorului operaţional.

Redresor de precizie monoalternanţă îmbunătăţit. Analiza funcţionării redresorului de precizie din fig. 10.3*a* a arătat că în cazul tensiunilor de intrare pozitive, ieşirea amplificatorului operaţional se saturează la o valoare negativă, V_s^-. Ca urmare, atunci când tensiunea de intrare trece prin zero, spre valori negative, tensiunea de la ieşirea amplificatorului trebuie să se modifice instantaneu de la V_s^- la +0,6 V; evident că acest lucru nu va fi posibil, din cauza limitării date de viteza maximă de variaţie a tensiunii de ieşire a amplificatoarelor operaţionale. Rezultă că pe măsură ce frecvenţa sinusoidei de la intrare va fi mai mare, forma de undă la ieşire va fi tot mai depărtată de forma de undă care s-ar obţine printr-o redresare precisă a formei de undă de la intrare. În fig. 10.4 se prezintă schema unui circuit care atenuează mult acest aspect nefavorabil al funcţionării redresorului de precizie.

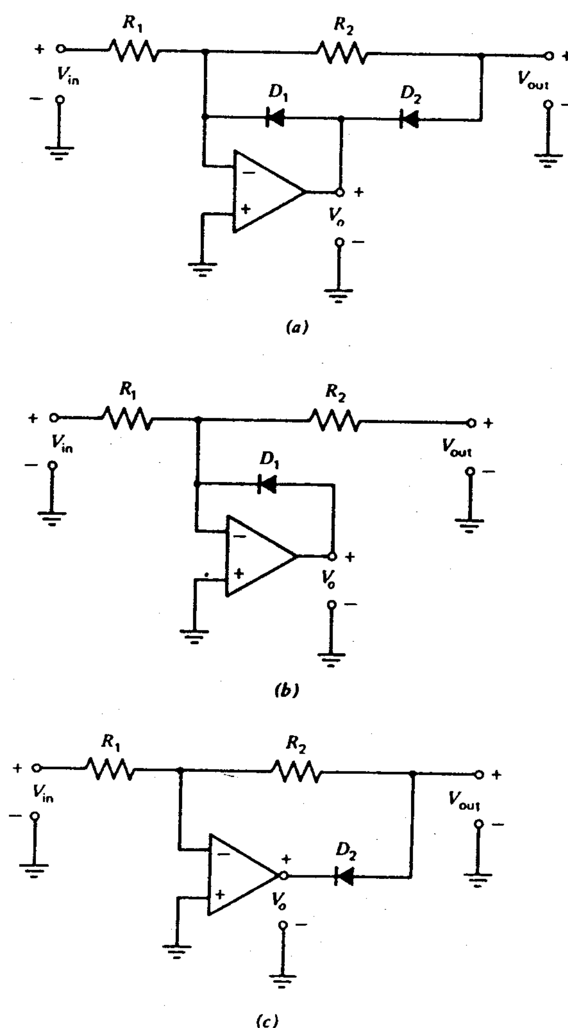


Fig. 10.4 Redresor de precizie îmbunătăţit. (*a*) Schema. (*b*) Circuitul echivalent pentru $V_{in}<0$. (*c*) Circuitul echivalent pentru $V_{in}>0$.

Circuitul este asemănător cu cel din fig. 10.3; există în plus doar o diodă şi un rezistor.

Pentru valori negative ale tensiunii de intrare circuitul din fig. 10.4 funcţionează exact la fel ca cel din fig. 10.3. Circuitul echivalent pentru cazul tensiunilor negative de intrare este prezentat în fig. 10.4*b*. Dioda D_1 este polarizată direct, iar amplificatorul operaţional se află în regiunea activă. Potenţialul intrării inversoare a amplificatorului operaţional este fixat la masă datorită reacţiei care are loc prin dioda D_1; deoarece prin rezistorul R_2 nu trece curent şi tensiunea de la ieşire este nulă. Pentru valori pozitive ale tensiunii de la intrare tensiunea de la ieşirea amplificatorului operaţional, V_o, evoluează spre valori negative. Dioda D_1 se polarizează invers, iar dioda D_2 direct. Circuitul echivalent pentru cazul tensiunilor pozitive la intrare este prezentat în fig. 10.4*c*. Se observă că schema se reduce la un amplificator inversor care are în serie cu ieşirea amplificatorului operaţional o diodă polarizată direct. Deoarece câştigul amplificatorului operaţional este mare această diodă nu are nici un efect asupra comportării schemei, atât timp cât este polarizată direct. Circuitul va funcţiona ca un amplificator inversor, a cărui tensiune de ieşire este:

$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{in} . \qquad (10.4)$$

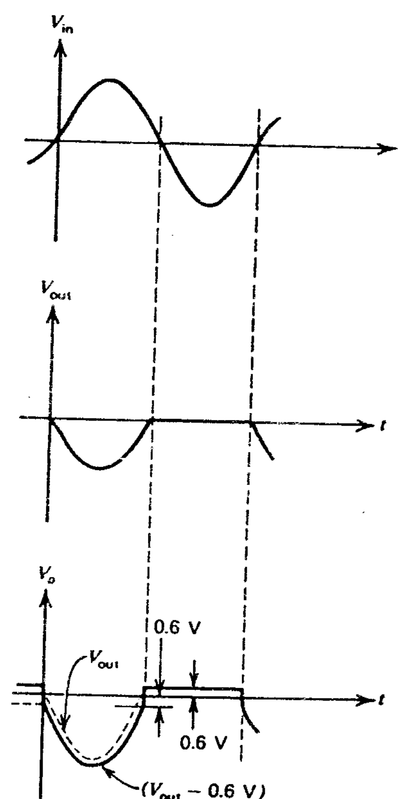


Fig. 10.5 Formele de undă pentru redresorul de precizie îmbunătăţit în cazul unui semnal de intrare sinusoidal.

După cum rezultă din fig. 10.5 la trecerea prin zero a semnalul de la intrare, de la valori pozitive spre valori negative, variaţia tensiunii de la ieşirea amplificatorului operaţional va fi de aproximativ numai două căderi de tensiune directă de diodă. Acest circuit reprezintă numai un exemplu din marea varietate de redresoare cu componente active, unele din ele fiind capabile de o funcţionare şi mai rapidă.[1]

10.3 MULTIPLICATOARE ANALOGICE REALIZATE CU TRANZISTOARE BIPOLARE

În prelucrarea semnalelor analogice este necesar de multe ori un circuit care acceptă ca intrări două semnale analogice şi produce un semnal la ieşire proporţional cu produsul lor. Un astfel de circuit este denumit *multiplicator analogic*.

În secţiunile care urmează se vor examina câteva multiplicatoare analogice a căror funcţionare se bazează pe caracteristica exponenţială a tranzistoarelor bipolare.

10.3.1 Perechea cu cuplaj în emitoare ca multiplicator simplu

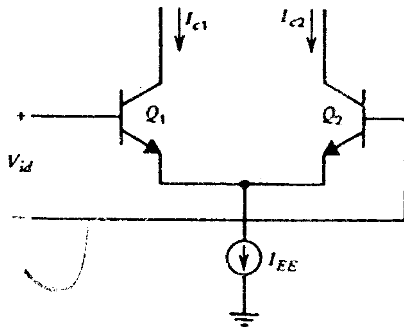


Fig. 10.6 Perechea cu cuplaj în emitoare.

În *Capitolul 3* s-a arătat că pentru perechea cu cuplaj în emitoare, din fig. 10.6, curenţii de ieşire sunt legaţi de tensiunea de intrare diferenţială prin relaţiile

$$I_{c1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left[-\frac{V_{id}}{V_T}\right]}, \tag{10.5}$$

$$I_{c2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left[\frac{V_{id}}{V_T}\right]} \tag{10.6}$$

deduse în condiţiile neglijării curenţilor de bază. Relaţiile 10.5 şi 10.6 se pot combina pentru a se obţine expresia *diferenţei* între cei doi curenţi de ieşire:

$$\Delta I_c = I_{c1} - I_{c2} = I_{EE}\tanh\left[\frac{V_{id}}{2V_T}\right]. \tag{10.7}$$

Reprezentarea grafică a expresiei 10.7 este dată în fig. 10.7; această relaţie arată că perechea cu cuplaj în emitoare se poate utiliza ca un multiplicator primitiv. Să presupunem, mai întâi, că tensiunea de intrare diferenţială este mult mai mică decât V_T, deci

$$\tanh\frac{V_{id}}{2V_T} \approx \frac{V_{id}}{2V_T}, \quad V_{id} \ll 2V_T. \tag{10.8}$$

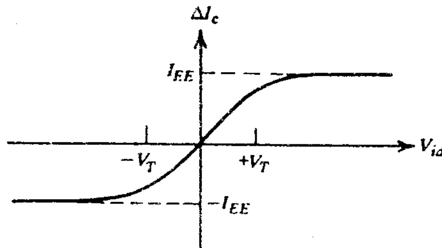


Fig. 10.7 Caracteristica de transfer curent continuu a perechii cu cuplaj în emitoare.

Ţinând cont de (10.8) expresia 10.7 devine

$$\Delta I_c = I_{EE}\left[\frac{V_{id}}{2V_T}\right]. \tag{10.9}$$

Curentul I_{EE} este de fapt curentul de polarizare al perechii cu cuplaj în emitoare. Prin adăugarea unor circuite suplimentare (vezi fig. 10.8) curentul I_{EE} poate fi făcut să depindă liniar de un al doilea semnal de intrare V_{i2}:

$$I_{EE} \approx K_o(V_{i2} - V_{BE(on)}). \tag{10.10}$$

Curentul diferenţial la ieşire al perechii cu cuplaj în emitoare se obţine prin înlocuirea expresiei 10.10 în (10.9):

$$\Delta I_c = \frac{K_o V_{id}(V_{i2} - V_{BE(on)})}{2V_T}. \tag{10.11}$$

În concluzie rezultă că acest circuit funcționează ca multiplicator numai în condițiile în care V_{id} este mic iar V_{i2} este mai mare ca $V_{BE(on)}$. Ultima restricție semnifică faptul că multiplicatorul funcționează numai în două cadrane ale planului V_{id}-V_{i2}; acest tip de circuit este denumit multiplicator în două cadrane. Restricția de a funcționa numai în două cadrane este severă pentru multe aplicații din comunicații; majoritatea multiplicatoarelor existente în prezent permit însă funcționarea în patru cadrane.

Celula de multiplicare Gilbert[2], prezentată în fig. 10.9, este de fapt o modificare a celulei cu cuplaj în emitoare care permite să se obțină o funcționare în patru cadrane. Această celulă constituie elementul de bază pentru majoritatea sistemelor integrate care realizează o multiplicare echilibrată. Conectarea în serie a unei perechi cu cuplaj în emitoare cu alte perechi cu cuplaj în emitoare conectate în cruce, produce o caracteristică de transfer extrem de utilă, care va fi analizată în secțiunea care urmează.

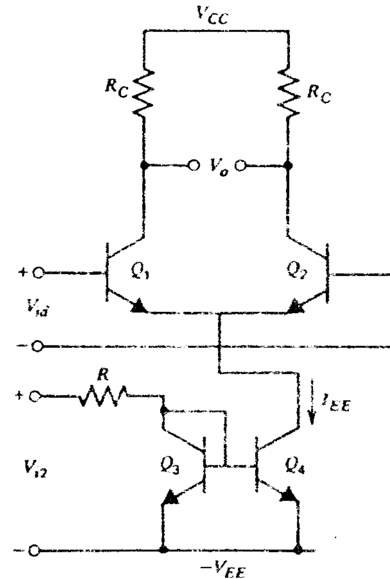


Fig. 10.8 Multiplicator analogic în două cadrane.

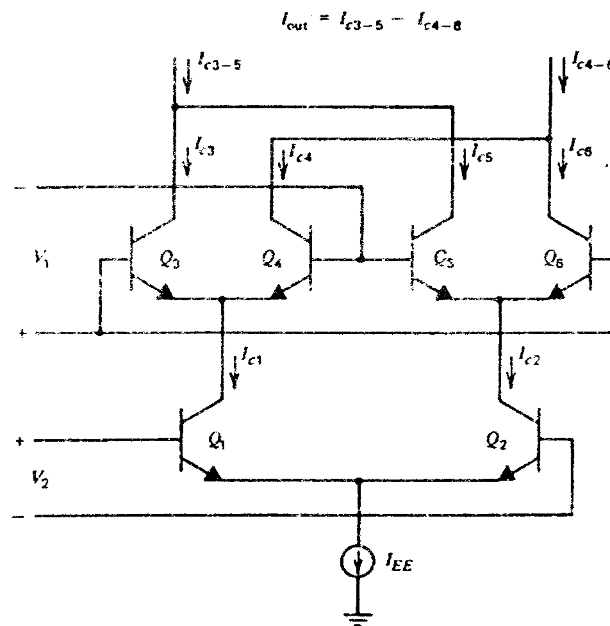


Fig. 10.9 Schema multiplicatorului Gilbert.

10.3.2 Analiza de curent continuu a celulei de multiplicator Gilbert

În analiza care urmează vom presupune că tranzistoarele sunt identice, că rezistențele de ieșire ale tranzistoarelor și ale sursei de curent de polarizare se pot neglija, la fel ca și curenții de bază. Pentru celula Gilbert din fig. 10.9, în conformitate cu (10.5) și (10.6), curenții de colector ai tranzistoarelor Q_3 și Q_4 sunt dați de:

$$I_{c3} = \frac{I_{c1}}{1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)}, \tag{10.12}$$

$$I_{c4} = \frac{I_{c1}}{1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)}. \tag{10.13}$$

La fel, curenții de colector ai tranzistoarelor Q_5 și Q_6 sunt dați de:

$$I_{c5} = \frac{I_{c2}}{1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)}, \tag{10.14}$$

$$I_{c6} = \frac{I_{c2}}{1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)}. \tag{10.15}$$

Curenții I_{c1} și I_{c2} se pot exprima în funcție de tensiunea V_2 făcând apel la (10.5) și (10.6):

$$I_{c1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(-\frac{V_2}{V_T}\right)}, \tag{10.16}$$

$$I_{c2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)}. \tag{10.17}$$

Din relațiile 10.12—10.17 rezultă expresiile curenților I_{c3}, I_{c4}, I_{c5} și I_{c6} în funcție de tensiunile de intrare V_1 și V_2:

$$I_{c3} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)\right]\left[1 + \exp\left(-\frac{V_2}{V_T}\right)\right]}, \tag{10.18}$$

$$I_{c4} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + \exp\left(-\frac{V_2}{V_T}\right)\right]\left[1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)\right]} , \qquad (10.19)$$

$$I_{c5} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)\right]\left[1 + \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)\right]} , \qquad (10.20)$$

$$I_{c6} = \frac{I_{EE}}{\left[1 + \exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)\right]\left[1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)\right]} . \qquad (10.21)$$

Curentul de ieşire diferenţial se obţine imediat:

$$\Delta I = I_{c3\text{-}5} - I_{c4\text{-}6} = I_{c3} + I_{c5} - (I_{c6} + I_{c4}) =$$

$$= (I_{c3} - I_{c6}) - (I_{c4} - I_{c5}) = \qquad (10.22)$$

$$= I_{EE} \tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) \tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right) . \qquad (10.23)$$

Caracteristica de transfer de curent continuu este dată deci de produsul tangentelor hiperbolice ale celor două tensiuni de la intrare.

Aplicaţiile concrete ale celulei de multiplicare se pot împărţi în trei categorii în funcţie de mărimea relativă a semnalelor V_1 şi V_2 faţă de V_T.

Dacă mărimea semnalelor V_1 şi V_2 este mică în comparaţie cu V_T, atunci tangenta hiperbolică se poate aproxima printr-o dependenţă liniară, iar circuitul se comportă ca un multiplicator care dă produsul V_1V_2. Prin includerea în serie cu fiecare intrare a unui circuit neliniar — pentru a compensa dependenţa de tip tangentă hiperbolică — gama tensiunilor de intrare pentru care liniaritatea se păstrează se poate extinde foarte mult. Această tehnică este utilizată în aşa numitele multiplicatoare analogice în patru cadrane.

A doua clasă de aplicaţii se caracterizează prin faptul că pe una din intrări se aplică un semnal mare în comparaţie cu V_T; tranzistorul pe care se aplică acest semnal se va comporta în aceste condiţii ca un comutator şi nu ca un dispozitiv aproape liniar. În acest mod de lucru semnalul mic aplicat pe cealaltă intrare este efectiv multiplicat cu un semnal dreptunghiular, circuitul funcţionând ca modulator.

În a treia clasă de aplicaţii semnalele aplicate ambelor intrări sunt mari în comparaţie cu V_T; toate cele [illegible] tranzistoare ale circuitului se comportă ca nişte comutatoare nesaturate. Acest mod de [illegible] este utilizat [illegible] pentru detecţia diferenţei de fază între două semnale [illegible] amplitudine [illegible], aşa cum este necesar, de exemplu, într-o buclă cu calare de fază (PLL). Acest mod de funcţionare este denumit uneori funcţionare de detector sensibil la fază.

Vom considera mai întâi funcţionarea celulei Gilbert ca multiplicator analogic a două semnale continue.

10.3.3 Celula Gilbert ca multiplicator analogic

Funcţia tangentă hiperbolică admite următoarea dezvoltare în serie

$$\tanh x = x - \frac{x^3}{3} \ldots \qquad (10.24)$$

Dacă se presupune x mult mai mic ca unitatea, tangenta hiperbolică se poate aproxima astfel:

$$\tanh x \approx x \; . \qquad (10.25)$$

Aplicând această aproximare în (10.23) se obţine

$$\Delta I \approx I_{EE} \left[\frac{V_1}{2V_T} \right] \left[\frac{V_2}{2V_T} \right] \qquad V_1,\; V_2 \ll V_T \; . \qquad (10.26)$$

Deci pentru semnale de amplitudine mică, circuitul realizează funcţia de multiplicare analogică. Din păcate de cele mai multe ori amplitudinea semnalelor de intrare este mult mai mare decât V_T. Posibilitatea ca circuitul să accepte la intrare şi semnale mai mari, funcţionând în continuare ca multiplicator analogic, se poate realiza în mai multe moduri. În cazul în care numai unul din semnalele de la intrare este mare în comparaţie cu V_T, se poate folosi pentru

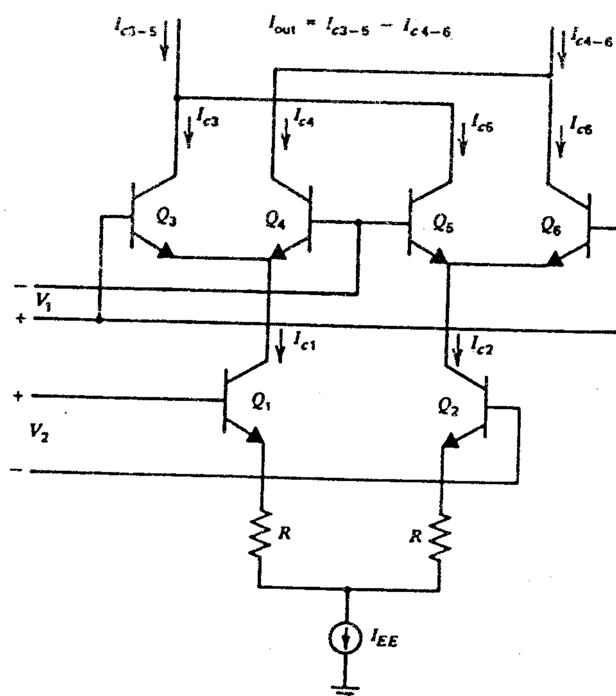


Fig. 10.10 Multiplicatorul Gilbert, cu degenerare în emitor, pentru a îmbunătăţi gama de valori a tensiunii de la intrarea V_2.

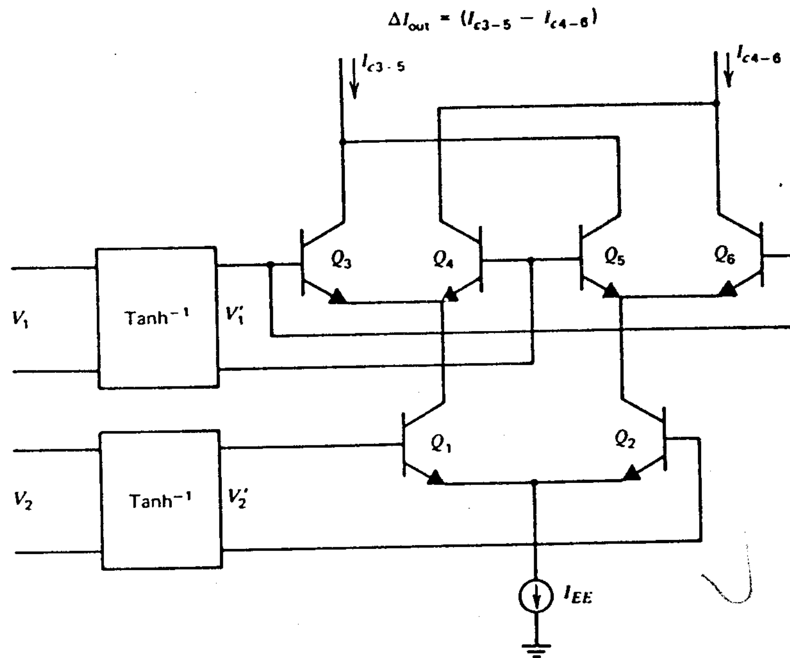


Fig. 10.11 Multiplicatorul Gilbert cu circuite de predistorsionare.

perechea cu cuplaj în emitoare de jos degenerarea în emitor — ca în fig. 10.10; în acest fel se mărește gama de valori a amplitudinii semnalului V_2, care mai permite o funcționare liniară. Din păcate această tehnică nu se poate aplica și perechilor conectate în cruce Q_3—Q_6 deoarece prezența rezistoarelor de degenerare face ca să nu mai fie realizată relația neliniară necesară dintre I_c și V_{be}.

O altă cale de obținere a unei game mai mari de variație a tensiunilor de intrare, constă în introducerea unei neliniarități care predistorsionează semnalele de intrare, compensându-se astfel caracteristica de transfer de tip tangentă hiperbolică a celulei de bază. Neliniaritatea care trebuie introdusă este deci de forma argtanh ($\tanh^{-1}$). Un exemplu ipotetic pentru un astfel de sistem de compensare este indicat în fig. 10.11. Din fericire această dependență neliniară particulară se poate genera simplu, fără dificultăți. Referindu-ne la fig. 10.12 vom presupune, pentru momentul de față, că circuitul din chenar oferă la ieșire un curent diferențial care este liniar dependent de tensiunea V_1. Deci

$$I_1 = I_{o1} + K_1 V_1 \,, \qquad (10.27)$$

$$I_2 = I_{o1} - K_1 V_1 \,. \qquad (10.28)$$

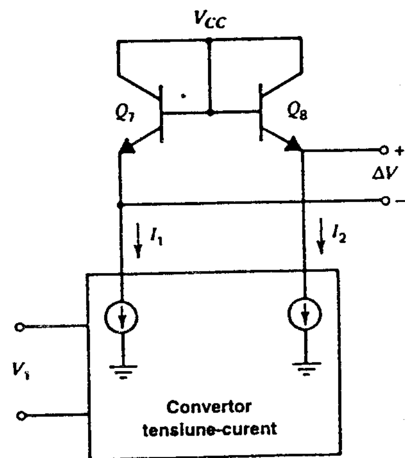


Fig. 10.12 Circuitul care realizează funcția inversă tangentei hiperbolice.

În aceste relații I_{o1} este curentul din punctul static de funcționare care trece prin fiecare terminal de ieșire dacă V_1 este egal cu zero; K_1 este transconductanța convertorului tensiune-curent. Tensiunea diferențială care apare pe cele două tranzistoare conectate ca diodă este

$$\Delta V = V_T \ln \frac{I_{o1} + K_1 V_1}{I_S} - V_T \ln \frac{I_{o1} - K_1 V_1}{I_S} = V_T \ln \frac{I_{o1} + K_1 V_1}{I_{o1} - K_1 V_1} \tag{10.29}$$

Această funcție se poate transforma, utilizând identitatea

$$\tanh^{-1} x = \frac{1}{2} \ln \frac{1 + x}{1 - x} \tag{10.30}$$

în relația dorită:

$$\Delta V = 2 V_T \tanh^{-1} \left(\frac{K_1 V_1}{I_{o1}} \right) . \tag{10.31}$$

Rezultă că în cazul în care compensarea neliniarității se realizează prin plasarea acestui bloc funcțional în serie cu fiecare intrare (vezi fig. 10.11) caracteristica de transfer globală devine

$$\Delta I = I_{EE} \left(\frac{K_1 V_1}{I_{o1}} \right) \left(\frac{K_2 V_2}{I_{o2}} \right) \tag{10.32}$$

relație în care s-a ținut cont de (10.23); I_{o2} și K_2 sunt parametrii blocului funcțional utilizat pentru intrarea V_2. Expresia 10.32 arată că valoarea curentului diferențial de ieșire este direct proporțională cu produsul $V_1 V_2$, dependență care se menține în principiu pentru toate valorile V_1 și V_2 pentru care cei doi curenți de ieșire din convertorul tensiune-curent sunt pozitivi. Din (10.27) și (10.28) impunând condiția ca I_1, I_2 să fie întotdeauna pozitivi se găsește că:

$$-\frac{I_{o1}}{K_1} < V_1 < \frac{I_{o1}}{K_1} , \tag{10.33}$$

$$-\frac{I_{o2}}{K_2} < V_1 < \frac{I_{o2}}{K_2} , \tag{10.34}$$

De observat că includerea neliniarității compensatoare pentru intrarea V_2 face ca dependența curenților de colector ai tranzistoarelor Q_1, Q_2 să fie direct proporțional și nu de tip tangentă hiperbolică, cu tensiunea de intrare V_2. Rezultă că în cazul intrării V_2 perechea Q_1,Q_2 și circuitul de compensare a neliniarității sunt redundante; ca urmare pentru intrarea V_2 curenții de ieșire ai convertorului tensiune-curent se pot conecta direct la emitoarele perechilor Q_3,Q_4 și Q_5,Q_6 obținându-se exact același rezultat; multiplicatorul capătă forma din fig. 10.13.

10.3.4 Un multiplicator analogic complet[3]

Pentru un mare număr de diverse aplicații utilizarea unui multiplicator analogic impune condiția ca tensiunea de la ieșire să fie referită față de masă și să accepte atât valori pozitive cât și negative. Tranzistoarele Q_3, Q_4, Q_5, Q_6, Q_7 și Q_8 (vezi fig. 10.13) denumite „miezul" multiplicatorului, produc un curent de ieșire diferențial care trebuie apoi amplificat, convertit la un semnal nesimetric și referit la masă.

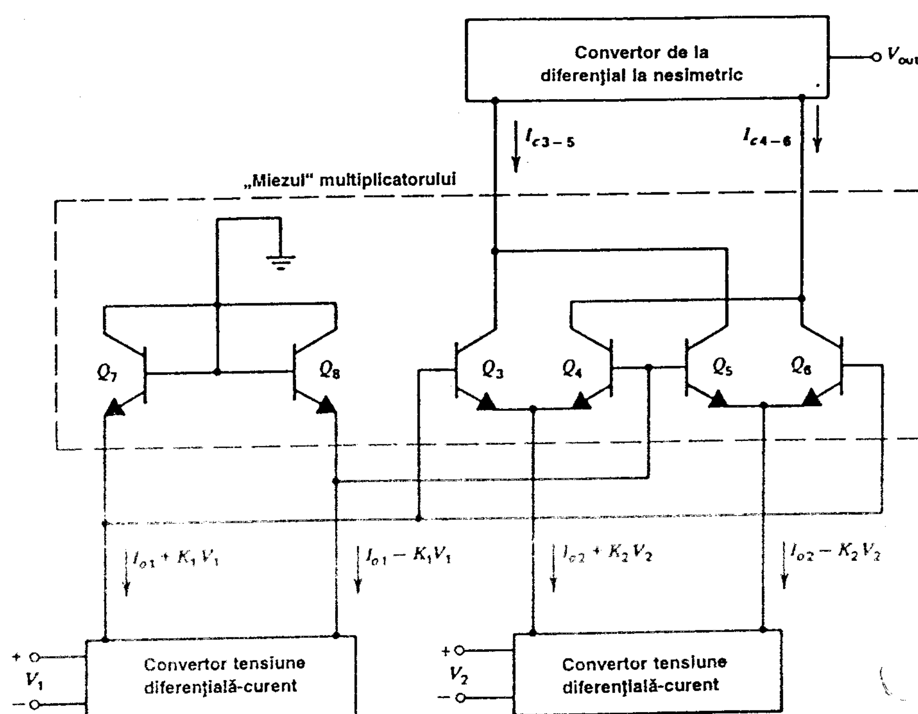


Fig. 10.13 Multiplicatorul complet, în patru cadrane.

Este deci necesar un amplificator de ieșire, multiplicatorul complet fiind format din două convertoare tensiune-curent, tranzistoarele „miez" și un amplificator de ieșire curent-tensiune. Configurația miezului din fig. 10.13 este comună pentru majoritatea multiplicatoarelor cu transconductanță în patru cadrane: restul circuitului se poate realiza într-o mare varietate de moduri.

Configurația cea mai utilizată pentru convertorul tensiune-curent o constituie perechea cu cuplaj în emitoare cu degenerare în emitoare, ca aceea dată în fig. 10.10. De multe ori convertorul de la modul diferențial la nesimetric din fig. 10.13 se realizează cu un amplificator operațional conectat într-un circuit de forma aceluia din fig. 6.4. Dacă acest circuit are o transrezistență

$$\frac{V_{out}}{\Delta I} = K_3 \qquad (10.35)$$

înlocuind în (10.32) se obține caracteristica globală a multiplicatorului:

$$V_{out} = I_{EE} K_3 \frac{K_1}{I_{o1}} \frac{K_2}{I_{o2}} V_1 V_2 \, . \qquad (10.36)$$

Tensiunea de la ieșire este deci proporțională cu produsul V_1V_2 pe o gamă largă de variație a mărimii tensiunilor. Constantele din (10.36) se aleg în mod obișnuit astfel încât

$$V_{out} = 0{,}1\, V_1 V_2 \qquad (10.37)$$

toate tensiunile având o gamă de variație de ± 10 V.

10.3.5 Celula de multiplicare Gilbert ca modulator echilibrat şi detector de fază

Multiplicatorul în patru cadrane descris mai sus este un exemplu de folosire a celulei de multiplicare, în care toate tranzistoarele rămân în regiunea activă în cursul unei funcţionări normale. Folosit în acest mod circuitul este capabil să realizeze înmulţirea precisă a două semnale analogice continuu variabile. În sistemele de comunicaţii apare frecvent necesitatea multiplicării unui semnal continuu variabil cu unul dreptunghiular, care se realizează cu uşurinţă folosind circuitul de multiplicator în care pe perechile cuplate în cruce se aplică un semnal suficient de mare (faţă de $2V_T$) astfel că, alternativ, din cele patru tranzistoare două sunt complet blocate, iar două conduc tot curentul. Deoarece tranzistoarele din circuit nu intră în saturaţie acest proces de comutare se poate desfăşura cu o viteză mare. În fig. 10.14 se prezintă un set de forme de undă tipice care se obţin atunci când pe intrarea de semnal mic se aplică o sinusoidă iar pe intrarea de semnal mare semnalul dreptunghiular. De observat că unda dreptunghiulară comandă tranzistoarele din multiplicator blocat-deschis; ca urmare amplitudinea formei de undă de la ieşire va fi independentă de amplitudinea undei dreptunghiulare de la intrare atât timp cât ea este suficient de mare pentru a bloca sau deschide complet tranzistoarele multiplicatorului. Rezultă că în acest mod de lucru circuitul nu mai realizează multiplicarea liniară a două forme de undă ci face ca forma de undă de la ieşire să corespundă semnalului mic de la intrare multiplicat, alternativ, cu $+1$ şi -1. Spectrul semnalului de ieşire se poate găsi direct din dezvoltările în serie Fourier ale celor două semnale de intrare. Pentru semnalul modulator de joasă frecvenţă de la intrare:

$$V_m(t) = V_m \cos \omega_m t \,, \qquad (10.38)$$

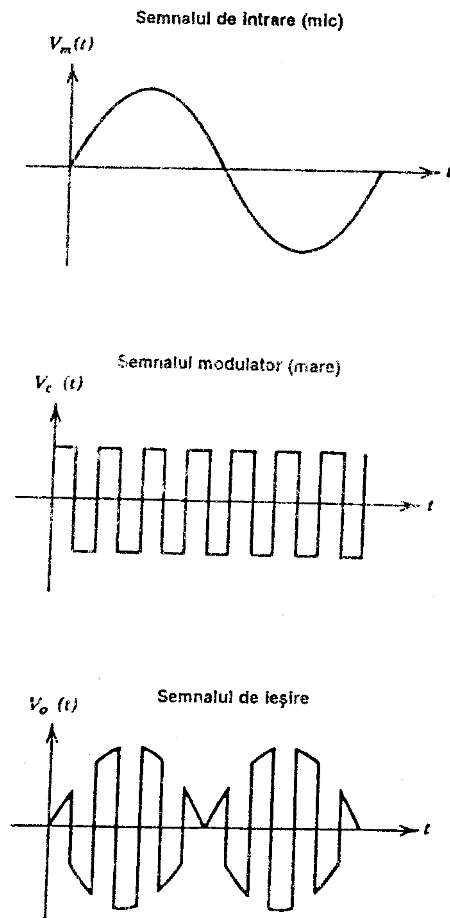


Fig. 10.14 Formele de undă la intrare şi la ieşire pentru un detector de fază în cazul semnalelor de intrare mari.

iar pentru unda dreptunghiulară de înaltă frecvenţă de pe cealaltă intrare, pentru care în conformitate cu observaţia anterioară presupunem o amplitudine ± 1:

$$V_c(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos n\omega_c t \,, \qquad A_n = \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{4}} \,. \qquad (10.39)$$

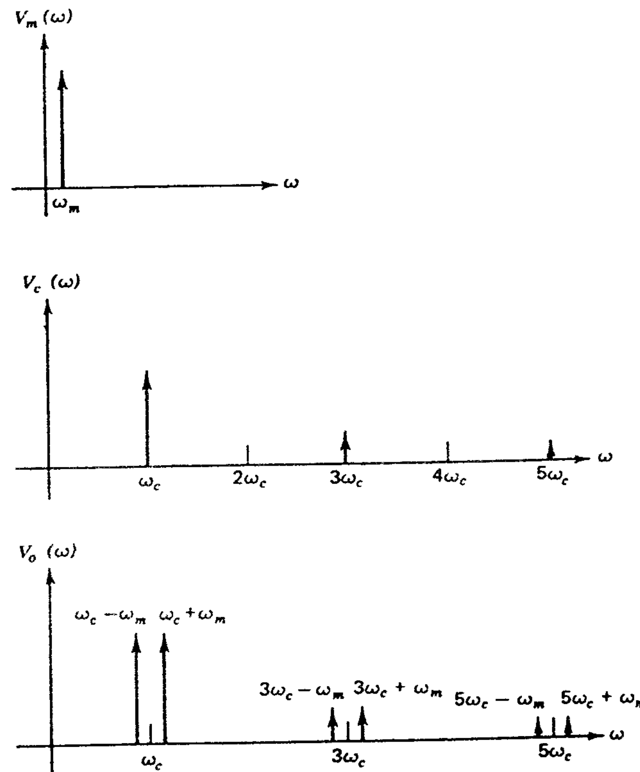


Fig. 10.15 Spectrul semnalelor de la intrare şi ieşire pentru un modulator echilibrat.

Semnalul de la ieşire este deci

$$V_o(t) = K[V_c(t)V_m(t)] = K\sum_{n=1}^{\infty} A_n V_m \cos\omega_n t \cos n\omega_c t = \tag{10.40}$$

$$= K\sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n V_m}{2}[\cos(n\omega_c + \omega_m)t + \cos(n\omega_c - \omega_m)t] \tag{10.41}$$

unde K este valoarea câştigului multiplicatorului, considerat de la intrarea de semnal mic la ieşire.

Componentele spectrului se află la frecvenţe plasate cu $\omega_m/2\pi$ peste şi sub fiecare armonică a pulsaţiei ω_c; nu există componente pe frecvenţa purtătoare $\omega_c/2\pi$ şi pe armonicele ei. În fig. 10.15 se indică spectrul semnalului de la intrare şi spectrul semnalului care se obţine la ieşire. Absenţa la ieşire a unei componente pe frecvenţa purtătoare este o proprietate foarte utilă a modulatoarelor echilibrate. Semnalul care se obţine după modulare este de obicei filtrat astfel că din întreg spectrul vor fi reţinute numai componentele din apropierea pulsaţiei ω_c.

Dacă la semnalul modulator de la intrare se adaugă o componentă de curent continuu, în semnalul de ieşire vor apare componente pe frecvenţa purtătoare şi pe armonicele sale.

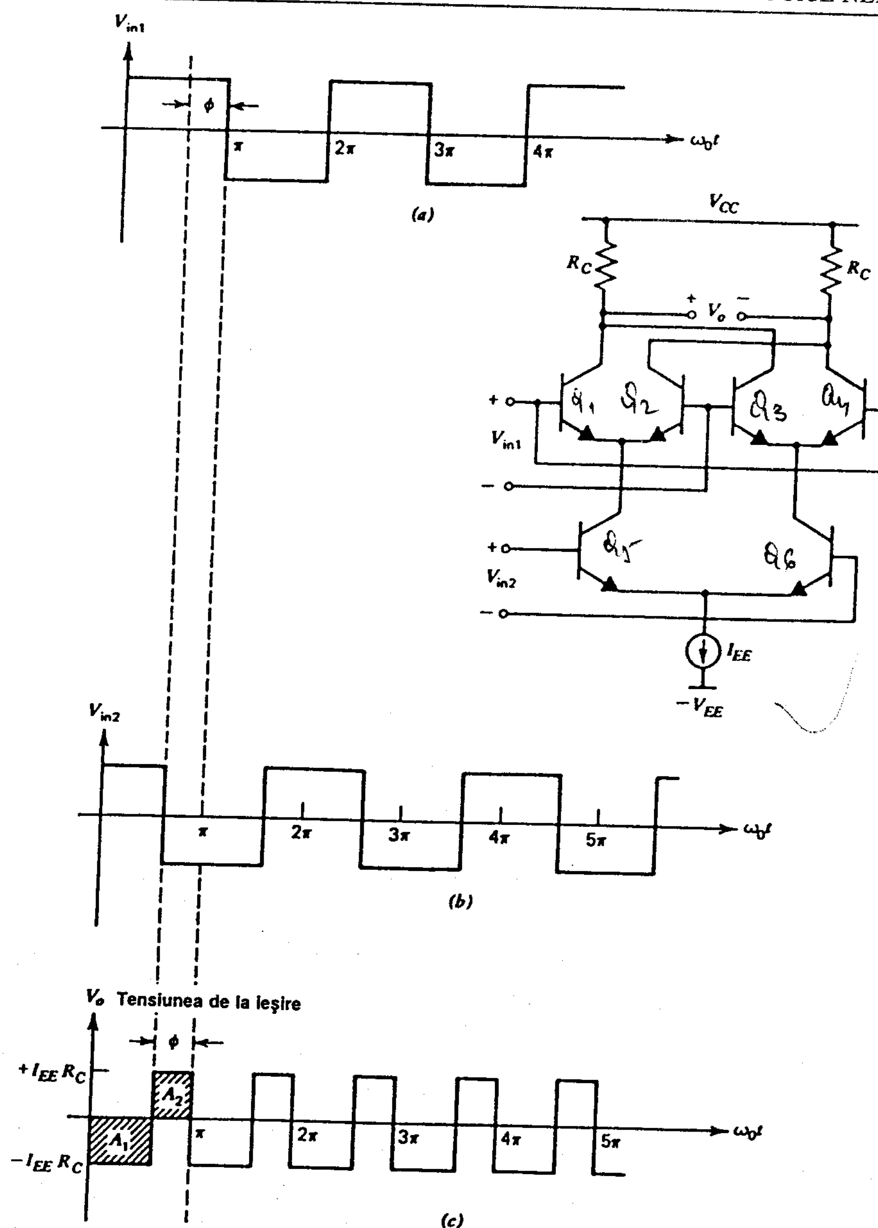


Fig. 10.16 Formele de undă tipice la intrare şi ieşire pentru un detector de fază.

Presupunând un semnal modulator de forma

$$V_m(t) = V_m(1 + M\cos\omega_m t) \tag{10.42}$$

în care mărimea M se numeşte grad de modulaţie, expresia semnalului de la ieşire va fi:

$$V_o(t) = K\sum_{n=1}^{\infty} A_n V_m \left[\cos(n\omega_c t) + \frac{M}{2}\cos(n\omega_c + \omega_m)t + \frac{M}{2}\cos(n\omega_c - \omega_m)t\right] . \tag{10.43}$$

Componenta de curent continuu poate fi introdusă intenţionat pentru a asigura modulaţia de amplitudine convenţională, sau poate rezulta din tensiunile de ofset ale tranzistoarelor modulatorului ducând la scurgerea nedorită a purtătoarei la ieşirea modulatorului echilibrat (care, ideal, suprimă complet purtătoarea).

Se observă că modulatorul echilibrat realizează de fapt o translaţie în frecvenţă a spectrului semnalului modulator. Informaţia conţinută în semnalul modulator $V_m(t)$ este concentrată iniţial pe frecvenţa modulatoare $\omega_m/2\pi$. Modulatorul realizează translaţia acestei informaţii; ea va fi acum conţinută în componentele spectrale plasate lângă armonicele semnalului de înaltă frecvenţă $V_c(t)$, denumit uzual purtătoare. Modulatoarele echilibrate sunt de asemenea utile pentru realizarea demodulării, care constă în extragerea informaţiei din banda de frecvenţă de lângă purtătoare şi retranslarea informatiei înapoi la frecvenţă joasă.

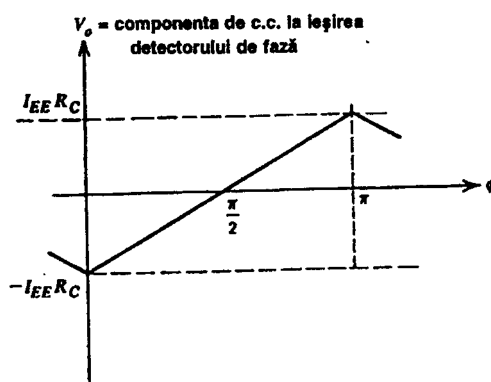


Fig. 10.17 Tensiunea la ieşirea detectorului de fază în funcţie de defazaj.

Pentru schimbarea de frecvenţă la cele două intrări se aplică semnale cu frecvenţe diferite, iar la ieşire se culege componenta care corespunde sumei sau diferenţei frecvenţelor de la intrare. Dacă la intrare se aplică semnale nemodulate cu aceeaşi pulsaţie ω_0, circuitul se comportă ca un *detector de fază* producând la ieşire o componentă de curent continuu care este proporţională cu diferenţa de fază între semnalele de pe cele două intrări. Să considerăm, de exemplu, că la intrarea multiplicatorului Gilbert se aplică cele două forme de undă din fig. 10.16. La început vom presupune pentru simplitate că ambele semnale de intrare sunt de valori suficient de mari astfel încât toate tranzistoarele din circuit să se comporte ca nişte comutatoare. Forma de undă care se obţine la ieşire este prezentată în fig. 10.16*c* şi constă dintr-o componentă de curent continuu şi o componentă cu frecvenţa egală cu dublul frecvenţei de la intrare. Componenta de curent continuu a acestei forme de undă este dată de

$$V_{\text{mediu}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} V_o(t)\,d(\omega_0 t) = \tag{10.44}$$

$$= -\frac{1}{\pi}(A_1 - A_2) \tag{10.45}$$

unde A_1 şi A_2 sunt suprafeţele indicate în fig. 10.16*c*. Deci

$$V_{\text{mediu}} = -\left[I_{EE}R_C\frac{\pi-\phi}{\pi} - I_{EE}R_C\frac{\phi}{\pi}\right] = \tag{10.46}$$

$$= I_{EE}R_C\left[\frac{2\phi}{\pi} - 1\right]. \tag{10.47}$$

Relaţia 10.47 este trasată grafic în fig. 10.17. Această tehnică de demodulare de fază este larg utilizată în circuitele cu calare de fază (PLL).

În discuţia de mai sus am presupus că formele de undă de la intrare sunt de amplitudine mare şi dreptunghiulare. Dacă amplitudinea semnalului de la intrare este mare, forma sa de undă este neimportantă deoarece multiplicatorul comută dintr-o stare în alta la trecerea prin zero. Pentru cazul în care amplitudinea unuia sau a ambelor semnale de la intrare este comparabilă sau mai mică decât V_T circuitul continuă să funcţioneze ca detector de fază. În acest caz însă tensiunea de la ieşire va depinde nu numai de diferenţa de *fază* ci şi de *amplitudinea* celor două semnale de la intrare. Acest mod de funcţionare al circuitului va fi discutat ulterior în *Secţiunea 10.4.3.*

10.4 CIRCUITE PLL*

Ideea circuitelor PLL a apărut pentru prima dată în 1930[4]. De atunci circuitele PLL au fost utilizate în sisteme de comunicaţii de diverse tipuri, în particular în sistemele de comunicaţii prin satelit. Totuşi, până relativ recent, sistemele PLL au fost prea complexe şi scumpe pentru a fi utilizate în realizarea unor bunuri de larg consum şi a unor sisteme industriale în care performanţele cerute sunt mult mai modeste, deoarece alte abordări au oferit soluţii mult mai economice. În particular, circuitele PLL sunt potrivite pentru realizarea monolitică astfel că ele au putut fi fabricate ca circuite integrate la un cost foarte scăzut[5]. În acest fel utilizarea circuitelor PLL a devenit atractivă pentru multe aplicaţii ca demodulatoare MF, demodulatoare stereo, detectoare de ton, sintetizoare de frecvenţă şi altele. În această secţiune se vor discuta la început chestiunile de bază legate de funcţionarea PLL iar apoi se va da o tratare analitică a funcţionării buclei în condiţiile în care bucla este calată, urmată de prezentarea câteva aplicaţii şi, în final, proiectarea circuitelor PLL monolitice.

10.4.1 Concepte de bază relativ la PLL

În fig. 10.18 se prezintă schema bloc a unui sistem cu calare de fază. Elementele care compun sistemul sunt comparatorul de fază, filtrul buclei, amplificatorul şi un oscilator controlat în tensiune. Oscilatorul controlat în tensiune sau OCT, este în esenţă un oscilator a cărui frecvenţă este proporţională cu o tensiune aplicată din exterior. Atunci când bucla s-a calat pe un semnal periodic care vine la intrare frecvenţa OCT este egală exact cu frecvenţa semnalului de la intrare. Detectorul de fază produce la ieşire un semnal de curent continuu, sau de joasă frecvenţă, proporţional cu diferenţa de fază între semnalul de la intrare şi semnalul de la ieşirea OCT. Semnalul dependent de diferenţa de fază este trecut prin filtrul buclei şi amplificator fiind apoi aplicat la intrarea de control a OCT. Dacă, de exemplu, frecvenţa semnalului de la intrare se modifică uşor diferenţa de fază între semnalul de la OCT şi semnalul de la intrare va începe să crească în timp. Ca urmare, tensiunea de control a OCT se va modifica în aşa fel încât să aducă frecvenţa OCT înapoi, la o valoare egală cu aceea a semnalului care vine la intrare. Deci bucla poate menţine calarea pe frecvenţa semnalului care vine la intrare, atunci când această frecvenţă se modifică; tensiunea de la intrarea OCT va fi

* Denumirea PLL vine de la iniţialele cuvintelor din limba engleză *phase-locked loop*. În limba română se utilizează în mod curent denumirile circuit PLL, PLL, buclă cu calare de fază, buclă şi uneori (în mod eronat) buclă PLL (n.t.).

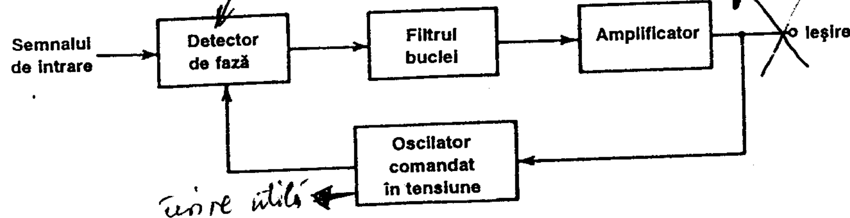


Fig. 10.18 Schema unui circuit cu calare de fază (PLL).

proporţională cu frecvenţa semnalului care vine la intrare. Această comportare face ca, în particular, circuitele PLL să fie utile pentru demodularea semnalelor MF, pentru care frecvenţa semnalului variază în timp conţinând informaţia dorită. Gama de valori a frecvenţei semnalului de la intrare pentru care bucla se menţine calată se numeşte *bandă de urmărire*.

Un aspect important al funcţionării PLL îl constituie procesul de captură prin care bucla trece din starea de oscilaţie liberă în starea calată pe frecvenţa semnalului care vine la intrare. În starea necalată, OCT oscilează cu o frecvenţă care corespunde unei valori nule a tensiunii de curent continuu care se aplică la intrarea sa de control. Această frecvenţă se numeşte frecvenţa de centru sau frecvenţa de oscilaţie liberă. Atunci când se aplică un semnal periodic care are o frecvenţă apropiată de frecvenţa de oscilaţie liberă, bucla se poate cala (prinde), sau nu, în funcţie de un număr de factori. Procesul de captură este în mod inerent neliniar: ca urmare regimul tranzitoriu va fi descris numai într-o modalitate calitativă.

Să considerăm pentru început că bucla este întreruptă între filtru şi intrarea de control a OCT şi că la intrarea PLL se aplică un semnal cu o frecvenţă apropiată, dar nu egală, de frecvenţa de oscilaţie liberă. Deşi, uzual detectorul de fază este de tipul discutat în secţiunea precedentă, pentru scopul acestei discuţii calitative vom presupune că detectorul de fază este chiar un multiplicator analogic care înmulţeşte între ele cele două sinusoide. Deci ieşirea multiplicatorului detector de fază va conţine componente cu frecvenţa dată de suma şi diferenţa frecvenţelor de la intrare; vom presupune că frecvenţa componentei dată de suma frecvenţelor de la intrare este suficient de mare astfel încât să fie eliminată de filtrul trece jos al buclei. Ieşirea din filtrul trece jos va fi deci o sinusoidă cu o frecvenţă egală cu diferenţa dintre frecvenţa de oscilaţie liberă a OCT şi frecvenţa semnalului care vine la intrare.

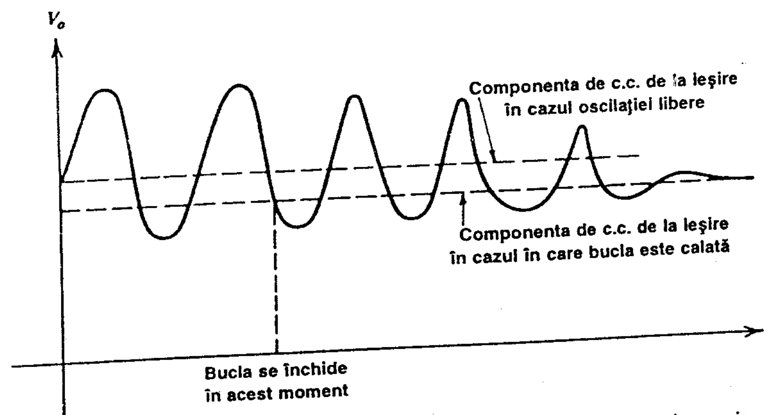


Fig. 10.19 Semnalul tipic de la ieşirea detectorului de fază în timpul regimului tranzitoriu de captură.

Să presupunem acum că bucla se închide brusc şi că sinusoida cu frecvenţa egală cu diferenţa dintre frecvenţa OCT şi frecvenţa semnalului se aplică intrării OCT. Ca urmare frecvenţa OCT va deveni o funcţie sinusoidală de timp. Fie, de exemplu, frecvenţa semnalului care vine la intrare mai mică decât frecvenţa de oscilaţie liberă. Deoarece frecvenţa OCT este dependentă de timp ea se va *apropia* şi *depărta* în mod alternativ de frecvenţa semnalului de la intrare. Ieşirea detectorului de fază este aproape o sinusoidă a cărei frecvenţă este egală cu *diferenţa* între frecvenţa OCT şi frecvenţa de la intrare. Atunci când frecvenţa OCT se depărtează, respectiv se apropie, de frecvenţa semnalului de la intrare, frecvenţa acestei sinusoide creşte, respectiv scade. Examinând efectul acestor variaţii asupra ieşirii detectorului de fază, se constată că *frecvenţa* acestei unde diferenţă de frecvenţe se micşorează atunci când tensiunea sa instantanee este negativă şi creşte atunci când este pozitivă. Ca urmare, ieşirea detectorului de fază va avea în timpul procesului de prindere o formă de undă asimetrică. Această asimetrie face ca la ieşirea detectorului de fază să apară o componentă de curent continuu care comandă deplasarea valorii medii a frecvenţei OCT spre valoarea frecvenţei semnalului de la intrare, diferenţa de frecvenţă micşorându-se progresiv. Odată ce bucla s-a calat, diferenţa de frecvenţă devine nulă, la ieşirea filtrului buclei rămânând numai o componentă de curent continuu.

Gama valorilor frecvenţei de la intrare, centrată pe frecvenţa de oscilaţie liberă, în care bucla se calează pornind din starea necalată, defineşte *banda de captură* (sau de prindere) a buclei. Timpul de captură este timpul necesar ca bucla să captureze semnalul. Atât banda de captură cât şi timpul de captură depind de mărimea câştigului buclei şi de banda filtrului trece jos. Filtrul trece jos din buclă are rolul de a elimina componentele corespunzătoare diferenţelor dintre frecvenţa OCT şi frecvenţele unor semnale nedorite, plasate departe de frecvenţa de oscilaţie liberă. Filtrul asigură buclei şi o „memorie" pentru cazul în care se pierde pentru moment calarea, ca urmare a unor puternice semnale parazite tranzitorii. Scăderea benzii filtrului îmbunătăţeşte rejecţia semnalelor din afara benzii, reducând în acelaşi timp şi banda de captură; timpul de prindere devine mai lung, iar marginea de fază a buclei mai proastă.

10.4.2 Bucla cu calare de fază în regim de urmărire

În condiţiile în care bucla este calată pe frecvenţa semnalului care vine la intrare între tensiunea de la ieşirea detectorului de fază şi diferenţa de fază între OCT şi semnalul de la intrare există o relaţie liniară. Acest fapt permite ca analiza unei bucle calate să fie realizată prin utilizarea conceptelor standard de reacţie liniară. Reprezentarea unui circuit PLL calat sub forma unei scheme bloc este dată în fig. 10.20.

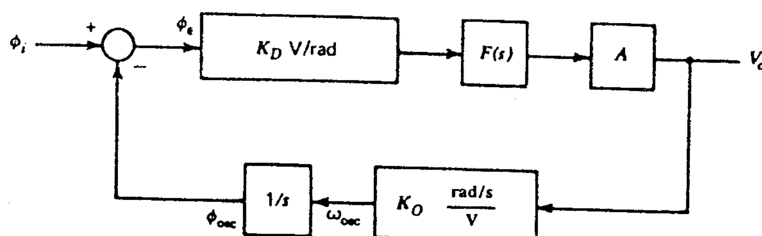


Fig. 10.20 Schema bloc a unui circuit PLL.

Câştigul comparatorului de fază este K_D, exprimat în V/rad de diferenţă de fază, funcţia de transfer a filtrului buclei este $F(s)$, iar câştigul pe calea directă este A. „Câştigul" OCT este K_O [(rad/s)/V].

Dacă la intrarea de control a OCT se aplică o tensiune constantă frecvenţa OCT rămâne constantă. Să observăm că detectorul de fază este sensibil la diferenţa între *faza* OCT şi *faza* semnalului care vine la intrare. Faza semnalului de la ieşirea OCT este de fapt egală cu integrala în timp a frecvenţei de la ieşirea OCT; deoarece

$$\omega_{osc}(t) = \frac{d\phi_{osc}(t)}{dt} \tag{10.48}$$

se obţine

$$\phi_{osc}(t) = \phi_{osc}(t)\big|_{t=0} + \int_0^t \omega_{osc}(t)dt\ . \tag{10.49}$$

Rezultă, deci, că într-o buclă cu calare de fază are loc în mod inerent o integrare, reprezentată în schema bloc din fig. 10.20 prin blocul $1/s$.

Din considerente practice, OCT este de fapt proiectat astfel încât atunci când tensiunea de la intrarea sa (adică V_o) este zero, frecvenţa generată să nu fie nulă. Relaţia dintre pulsaţia de la ieşirea OCT, ω_{osc}, şi tensiunea V_o este de fapt de forma

$$\omega_{osc} = \omega_o + K_O V_o$$

unde $\omega_o/2\pi$ este frecvenţa de oscilaţie liberă care se obţine pentru $V_o=0$. După cum se poate vedea din fig. 10.20 sistemul este de fapt un sistem liniar de reglare automată cu reacţie, clasic[6]. Funcţia de transfer cu bucla de reacţie închisă este dată de

$$\frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_D F(s) A}{1 + K_D F(s) A \dfrac{K_O}{s}} = \tag{10.50}$$

$$= \frac{s K_D F(s) A}{s + K_D K_O A F(s)}\ . \tag{10.51}$$

În mod obişnuit ne interesează răspunsul unui circuit PLL calat la o variaţie de *frecvenţă* a semnaluliui de la intrare. În acest caz mărimea de intrare este frecvenţa şi nu faza. Deoarece

$$\omega_i = \frac{d\phi_i}{dt} \tag{10.52}$$

rezultă

$$\omega_i(s) = s\phi_i(s) \tag{10.53}$$

şi se obţine

$$\frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{s}\frac{V_o}{\phi_i} = \frac{K_D F(s) A}{s + K_D K_O A F(s)}\ . \tag{10.54}$$

Să considerăm pentru început situaţia în care în buclă nu există nici un filtru, astfel că $F(s)=1$. În acest caz circuitul PLL se numeşte de ordinul unu. Se obţine

$$\frac{V_o}{\omega_i} = \left[\frac{K_v}{s + K_v}\right]\left[\frac{1}{K_O}\right] \tag{10.55}$$

în care

$$K_v = K_O K_D A \ . \tag{10.56}$$

Rezultă că bucla va avea în mod inerent o caracteristică de transfer de tip trece jos. Să ne reamintim că am luat ca variabilă de intrare pulsaţia ω_i a semnalului care vine la intrare. Răspunsul determinat anterior va fi deci răspunsul tensiunii de la ieşirea buclei pentru o modulaţie în frecvenţă a purtătoarei de la intrare. Constanta K_v este denumită banda buclei. Dacă bucla este calată pe un semnal purtător, a cărui frecvenţă este făcută să varieze sinusoidal în timp ce pulsaţia ω_m, atunci la ieşirea buclei se va observa o sinusoidă cu pulsaţia ω_m. Atunci când ω_m creşte peste K_v, amplitudinea sinusoidei de la ieşire scade. Banda buclei, K_v, este deci banda efectivă pentru semnalul *modulator* care este demodulat de către circuitul PLL. Exprimat în funcţie de parametrii buclei, K_v este dat de produsul dintre câştigul detectorului de fază, câştigul OCT şi celelalte câştiguri electrice din buclă. Locul rădăcinilor pentru acest pol în funcţie de câştigul pe buclă K_v este prezentat în fig. 10.21*a*; în această figură este prezentat şi răspunsul în frecvenţă. Răspunsul buclei la variaţii ale frecvenţei de la intrare este ilustrat în fig. 10.21*b* şi de exemplul care urmează.

■ EXEMPLU

Un circuit PLL are K_O de 2π(1 kHz/V), K_v de 500 s^{-1} şi frecvenţa de oscilaţie liberă de 500 Hz.

(*a*) Să se determine V_o pentru cazul în care la intrare se aplică un semnal cu o frecvenţă constantă de 250 Hz şi de 1 kHz.

$$V_o = \frac{\omega_i - \omega_o}{K_O}$$

unde

$$\omega_o = 2\pi \times \text{(frecvenţa de oscilaţie liberă)}.$$

La 250 Hz

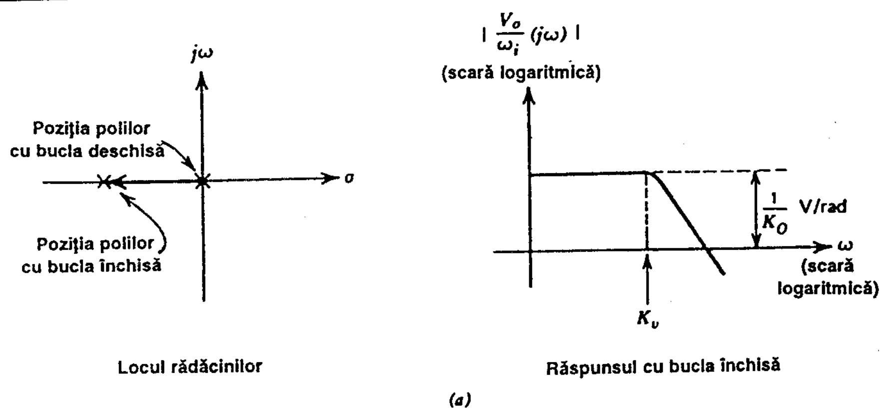
$$V_o = \frac{2\pi(250\ \text{Hz}) - 2\pi(500\ \text{Hz})}{2\pi(1\ \text{kHz/V})} = -0{,}25\ \text{V}\ ;$$

La 1 kHz

$$V_o = \frac{2\pi(1\ \text{kHz}) - 2\pi(500\ \text{Hz})}{2\pi(1\ \text{kHz/V})} = +0{,}5\ \text{V}\ .$$

(*b*) Să se determine semnalul de la ieşire $V_o(t)$ în cazul în care la intrare se aplică un semnal modulat:

$$\omega_i(t) = (2\pi)\,500\ \text{Hz}\,[1 + 0{,}1\sin(2\pi \times 10^2)t]\ .$$



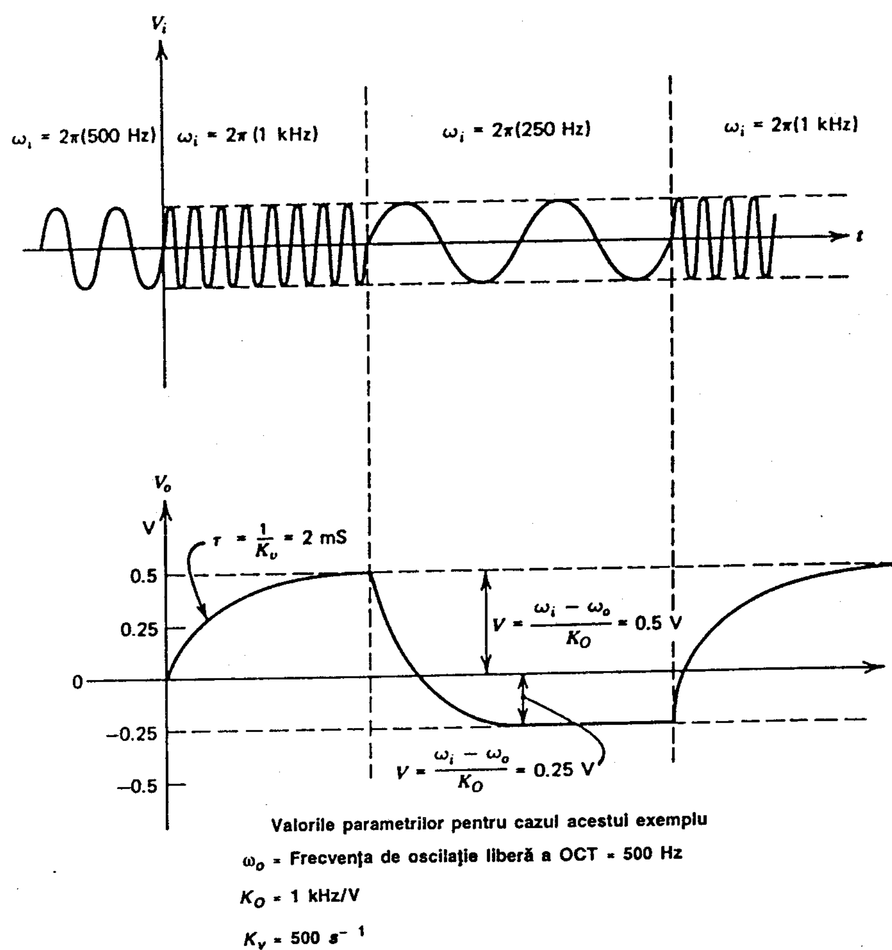


Fig. 10.21 (*a*) Locul rădăcinilor şi răspunsul în frecvenţă pentru o buclă cu calare de fază de ordinul unu. (*b*) Variaţia tensiunii de la ieşire pentru un salt treaptă a frecvenţei semnalului care vine la intrare, în cazul unei bucle de ordinul unu (valorile numerice corespund exemplului de la pag. 664).

Din (10.55) se obține

$$\frac{V_o(j\omega)}{\omega_i(j\omega)} = \frac{1}{K_O}\left[\frac{K_v}{K_v + j\omega}\right] = \frac{1}{K_O}\left[\frac{K_v}{K_v + j(2\pi\times 10^2)}\right]$$

$$= \frac{1}{2\pi(1\ \text{kHz/V})}\left[\frac{500}{500 + j628}\right] = \frac{1}{2\pi(1\ \text{kHz/V})}(0{,}39 - j0{,}48)\ .$$

Modulul lui $|\omega_i(j\omega)|$ este

$$|\omega_i(j\omega)| = (0{,}1)(500\ \text{Hz})(2\pi) = (50)(2\pi)\ .$$

Ca urmare

$$V_o(j\omega) = \frac{50\ \text{Hz}}{1\ \text{kHz}}(0{,}39 - j0{,}48) = \frac{50}{1000}(0{,}62\ \angle -51°)$$

și

$$V_o(t) = 0{,}031\sin[(2\pi\times 10^2 t) - 51°]\ .$$

■

Funcționarea fără filtru a unui circuit PLL are mai multe dezavantaje. Deoarece detectorul de fază este de fapt un multiplicator el va produce la ieșire componente egale atât cu suma frecvențelor de la intrare cât și cu diferența lor. În cazul în care nu există filtru componenta egală cu dublul frecvenței purtătoare va fi trimisă direct la ieșire. De asemenea toate semnalele parazite din afara benzii, prezente la intrare, vor apare la ieșire deplasate în frecvență. Rezultă că cel puțin în aplicațiile în care sunt prezente semnale parazite este de dorit ca în buclă să existe un filtru.

Configurația cea mai obișnuită pentru un circuit PLL integrat este aceea a unei bucle de ordinul doi. În acest caz filtrul trece jos are un singur pol realizat în mod obișnuit cu un rezistor și un capacitor. Deci

$$F(s) = \frac{1}{1 + \dfrac{s}{\omega_1}}\ . \tag{10.57}$$

Înlocuind în (10.54), funcția de transfer devine

$$\frac{V_o}{\omega_i}(s) = \frac{1}{K_O}\,\frac{1}{1 + \dfrac{s}{K_v} + \dfrac{s^2}{\omega_1 K_v}}\ . \tag{10.58}$$

Locul rădăcinilor pentru acest sistem cu reacție, atunci când variază K_v, este prezentat în fig. 10.22, împreună cu răspunsul în frecvență corespunzător. Polii funcției de transfer sunt

$$s = -\frac{\omega_1}{2}\left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4K_v}{\omega_1}}\right) \tag{10.59}$$

Expresia 10.58 se poate pune sub forma

$$\frac{V_o}{\omega_i} = \frac{1}{K_O} \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2}s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n}s + 1} \tag{10.60}$$

în care

$$\omega_n = \sqrt{K_v \omega_1} \ , \tag{10.61}$$

$$\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\omega_1}{K_v}} \ . \tag{10.62}$$

Factorul de bază care stabileşte banda buclei este K_v (ca şi în cazul PLL de ordinul unu). Pulsaţia ω_1 a polului suplimentar se face cât se poate de mică fără a determina însă o supracreştere inacceptabilă în răspunsul în frecvenţă. Această supracreştere este importantă deoarece duce la distorsiuni ale semnalului demodulat MF şi face ca bucla să oscileze sau să prezinte un răspuns oscilatoriu slab amortizat atunci când un semnal tranzitoriu parazit perturbă bucla. Un compromis satisfăcător constă în utilizarea unei configuraţii a polilor care asigură o caracteristică de tip trece jos, cu maximum de liniaritate a amplitudinii. În acest caz dreapta care uneşte polii cu originea face cu axa reală negativă un unghi de 45°, iar factorul de amortizare ζ este egal cu $1/\sqrt{2}$. Deci

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\omega_1}{K_v}} \ . \tag{10.63}$$

şi

$$\omega_1 = 2K_v \ . \tag{10.64}$$

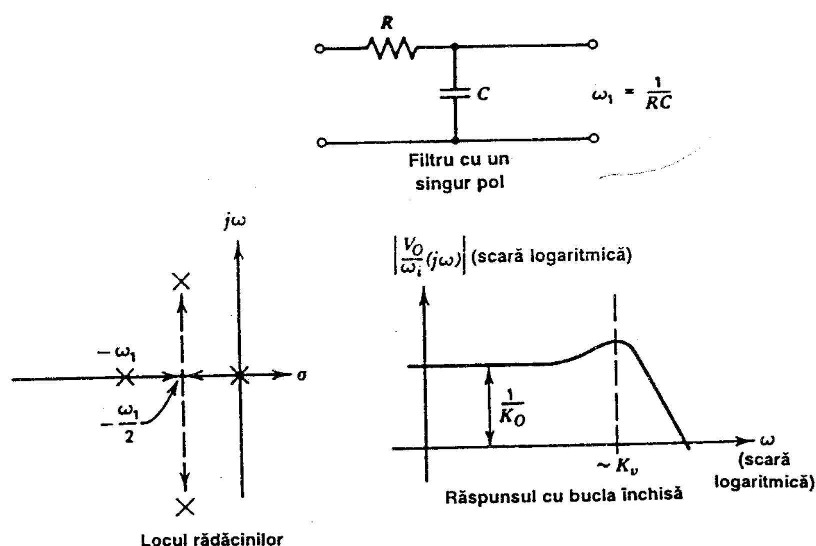


Fig. 10.22 Locul rădăcinilor şi răspunsul în frecvenţă pentru o buclă cu calare de fază de ordinul doi.

Pulsaţia de -3dB a funcţiei de transfer $(V_o/\omega_i)(j\omega)$ este

$$\omega_{-3\text{dB}} = \omega_n = \sqrt{K_v\omega_1} = \sqrt{2}\,K_v\,. \qquad (10.65)$$

Un dezavantaj al circuitelor PLL de ordinul doi, discutate până acum, este dat de faptul că banda la -3dB a buclei este dictată în esenţă de câştigul buclei, K_v (vezi relaţia 10.65). După cum se va arăta mai departe, câştigul buclei fixează şi valoarea benzii de urmărire astfel că pentru cazul filtrului simplu folosit anterior cei doi parametri sunt forţati să fie de valori comparabile. În utilizările din comunicaţii ale circuitelor PLL pot apare situaţii în care sunt necesare simultan o bandă de urmărire mare — pentru ca bucla să accepte variaţii mari ale frecvenţei semnalului — şi o bandă îngustă a buclei — pentru a se rejecta semnalele din afara benzii. Aceste două obiective se ating dacă se foloseşte o valoare foarte mică pentru ω_1, dar în acelaşi timp răspunsul buclei devine slab amortizat. Adăugarea unui zero filtrului buclei permite ca polul filtrului să fie mic obţinându-se simultan şi o bună amortizare a buclei.

Efectul dat de adăugarea unui zero asupra răspunsului buclei se poate vedea cel mai bine prin examinarea răspunsului pentru cazul în care bucla este întreruptă. Răspunsul buclei întrerupte, fără filtru în buclă este indicat în fig. 10.23*a*. Din cauza integrării, care apare în mod inerent în buclă, răspunsul are o pantă de -20 dB/decadă pe întregul domeniu de frecvenţe având o valoare unitară a câştigului la K_v. În fig. 10.23*b* se prezintă situaţia pentru cazul în care în buclă există un filtru cu un singur pol ω_1 mult mai mic decât K_v. Ca urmare la pulsaţia la care câştigul este unitar defazajul este foarte apropiat de 180°; răspunsul cu bucla închisă va avea la această pulsaţie un vârf ascuţit. Adăugând filtrului buclei un zero, la pulsaţia ω_2 (vezi fig. 10.23*c*) marginea de fază a buclei se poate îmbunătăţi mult. De observat că în acest caz banda buclei, care este dată de pulsaţia la care câştigul devine unitar, este mult mai mică decât K_v. Posibilitatea de a fixa în mod independent banda buclei şi mărimea K_v constituie un avantaj al acestui tip de filtru. Circuitul RC care asigură polul şi zeroul necesare este dat în fig. 10.23*d*, în care se prezintă pentru acest tip de filtru şi locul rădăcinilor şi răspunsul care se obţine cu bucla închisă.

Banda de urmărire. Banda de urmărire este dată de gama frecvenţelor de la intrare, centrată pe frecvenţa de oscilaţie liberă în care bucla se menţine calată.

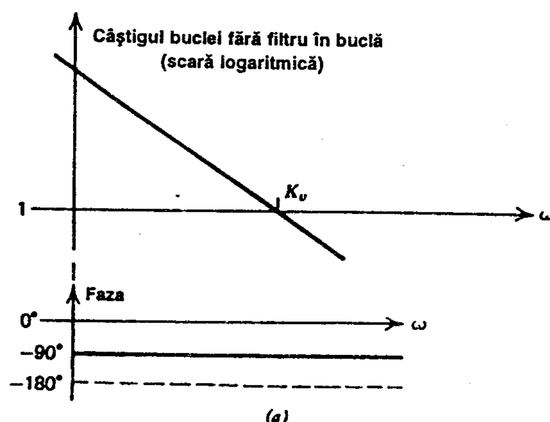


Fig. 10.23*a* Răspunsul în frecvenţă al unui circuit PLL cu bucla întreruptă, fără filtru în buclă.

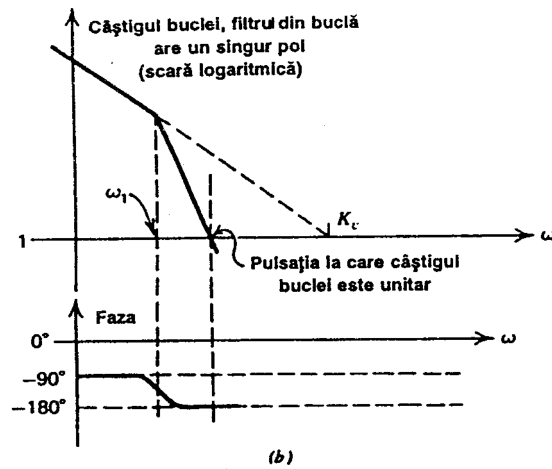


Fig. 10.23*b* Răspunsul în frecvenţă al unui circuit PLL cu bucla întreruptă, având un filtru cu un singur pol $\omega_1 \ll K_v$.

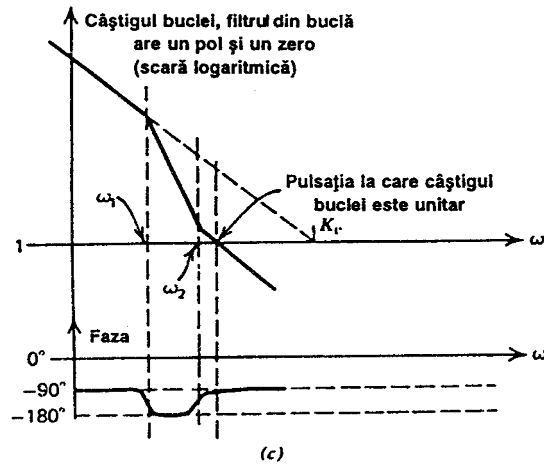


Fig. 10.23*c* Răspunsul în frecvenţă al unui circuit PLL cu bucla întreruptă, având un filtru căruia i s-a adăugat un zero la $s=-\omega_2$.

În majoritatea cazurilor banda de urmărire este limitată de faptul că comparatorul de fază funcţionează numai pentru o gamă limitată de valori ale fazei; odată ce diferenţa de fază între semnalul de la intrare şi OCT depăşeşte 90°, comparatorul de fază încetează de a se mai comporta liniar. Caracteristica de transfer a unui comparator de fază tipic este prezentată în fig. 10.17, din care rezultă clar că, pentru a se menţine calarea, diferenţa de fază între ieşirea OCT şi semnalul care vine la intrare trebuie menţinută între 0 şi π. Dacă diferenţa de fază este egală fie cu 0, fie cu π, atunci mărimea tensiunii de curent continuu la ieşirea comparatorului de fază este

$$V_{o\,max} = \pm K_D \frac{\pi}{2} \,. \tag{10.66}$$

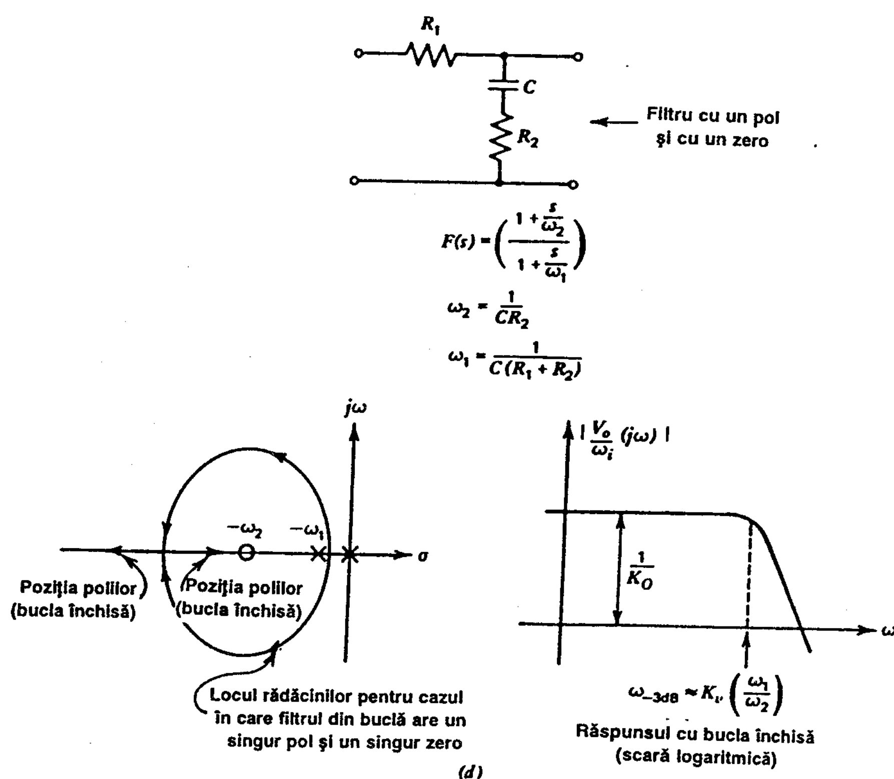


Fig. 10.23*d* Locul rădăcinilor şi răspunsul în frecvenţă pentru un circuit PLL de ordinul doi, cu un zero. Răspunsul în frecvenţă corespunde cazului în care câştigul buclei este mare, astfel că polii se plasează aşa cum se indică pe locul rădăcinilor.

Această tensiune de curent continuu este amplificată cu câştigul electric A aplicându-se apoi la intrarea OCT; se obţine o frecvenţă deplasată faţă de frecvenţa de oscilaţie liberă cu

$$\Delta\omega_{osc} = K_D A K_O \frac{\pi}{2} = \frac{K_v \pi}{2} . \tag{10.67}$$

Dacă, de exemplu, frecvenţa de la intrare este mai mare decât frecvenţa de oscilaţie liberă tensiunea de la intrarea OCT trebuie mărită pentru a creşte, corespunzător, şi frecvenţa OCT. Dacă diferenţa frecvenţelor depăşeşte $\Delta\omega_{osc}$, detectorul de fază nu mai poate produce la ieşire tensiunea de curent continuu necesară pentru a mări şi mai mult frecvenţa OCT şi bucla pierde calarea. Rezultă că banda de urmărire va fi dată de

$$\omega_L = K_v \frac{\pi}{2} . \tag{10.68}$$

Mărimea ω_L este gama de frecvenţe situată de ambele părţi ale frecvenţei de oscilaţie liberă, pentru care bucla urmăreşte variaţiile de frecvenţă ale semnalului de la intrare. Acest parametru depinde numai de câştigul de curent continuu al buclei fiind independent de proprietăţile filtrului buclei. Alte tipuri de detectoare de fază[7] oferă o funcţionare liniară de comparator de fază pe o gamă mai mare.

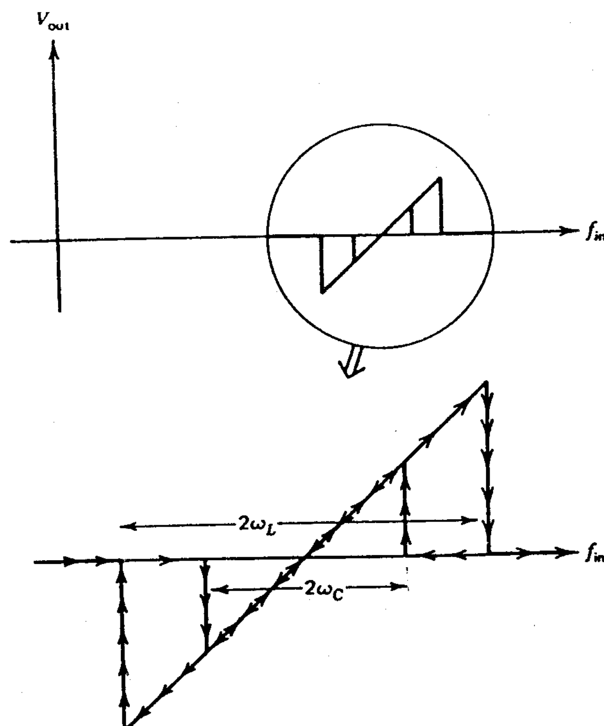


Fig. 10.24 Dependenţa de frecvenţa semnalului de la intrare a tensiunii de la ieşirea unui circuit PLL.

Banda de captură. Banda de captură este dată de gama frecvenţelor de la intrare pentru care o buclă, iniţial necalată, se calează pe semnalul de la intrare; valoarea benzii de captură este întotdeauna mai mică decât valoarea benzii de urmărire. Caracteristica tensiune de ieşire în funcţie de frecvenţa de la intrare, trasată pentru frecvenţe centrate pe frecvenţa de oscilaţie liberă, pune în evidenţă un efect de histerezis (fig. 10.24). După cum s-a menţionat anterior determinarea analitică a valorii benzii de captură este dificilă.

Valoarea aproximativă a benzii de captură se poate estima folosind următoarea procedură practică. Referindu-ne la fig. 10.18 să presupunem că bucla este întreruptă la ieşirea amplificatorului buclei şi că la intrarea buclei cu calare de fază se aplică un semnal a cărui frecvenţă este diferită de frecvenţa liberă de oscilaţie. Componenta cu frecvenţa egală cu *diferenţa* frecvenţelor aplicate la intrare, care apare la ieşirea detectorului de fază are valoarea

$$V_p(t) = \frac{\pi}{2} K_D \cos(\omega_i - \omega_{osc})t \tag{10.69}$$

expresie în care ω_i este pulsaţia semnalului de la intrare iar ω_{osc} pulsaţia corespunzătoare frecvenţei libere de oscilaţie. Această componentă trece prin filtrul buclei; la ieşirea filtrului se obţine

$$V_o(t) = \frac{\pi}{2} K_D A \,|F[j(\omega_i - \omega_{osc})]|\, \cos[(\omega_i - \omega_{osc})t + \phi] \tag{10.70}$$

în care

$$\phi = \angle F[j(\omega_i - \omega_{osc})] .$$

Semnalul de la ieşirea amplificatorului buclei constă deci dintr-o sinusoidă cu frecvenţa egală cu diferenţa frecvenţelor şi a cărei *amplitudine* este redusă de filtrul buclei. Pentru ca să aibă loc captura, mărimea tensiunii care trebuie aplicată la intrarea oscilatorului controlat în tensiune este

$$|V_{osc}| = \frac{\omega_i - \omega_o}{K_O} . \tag{10.71}$$

Deşi procesul de captură este destul de complex, o estimare a valorii benzii de captură se poate obţine din condiţia ca amplitudinea semnalului din (10.70) să fie egală cu mărimea tensiunii de la intrarea oscilatorului controlat în tensiune dată de (10.71). Rezultă că este probabil ca bucla să se prindă (să se caleze) dacă va fi satisfăcută următoarea inegalitate:

$$|(\omega_i - \omega_{osc})| < \frac{\pi}{2} K_D K_O A \, |F[j(\omega_i - \omega_{osc})]| . \tag{10.72}$$

Această inegalitate oferă o estimare implicită a valorii benzii de captură. Pentru o buclă de ordinul unu, la care $F(s)$ este unitar, ea prezice că banda de urmărire şi banda de captură au valori aproximativ egale. Pentru o buclă de ordinul doi banda de captură este semnificativ mai mică decât banda de urmărire deoarece $|F[j(\omega_i - \omega_{osc})]|$ este mult mai mic ca unitatea.

10.4.3 Circuite integrate PLL

Motivul principal care explică de ce circuitele PLL au ajuns să fie atât de mult utilizate drept componente de sistem este dat de faptul că elementele unei bucle cu calare de fază sunt, în particular, potrivite pentru realizarea monolitică, circuite PLL complete putând fi fabricate pe un singur cip. În continuare vom discuta proiectarea elementelor care alcătuiesc un circuit PLL.

Detectorul de fază. Detectoarele de fază pentru circuitele PLL monolitice sunt realizate în general prin utilizarea configuraţiei de multiplicator Gilbert prezentată în fig. 10.9. După cum se ilustrează în fig. 10.16, în cazul în care cele două semnale, aplicate la intrarea celor două perechi cu cuplaj în emitoare care alcătuiesc circuitul, sunt de amplitudine suficient de mare, astfel încât tranzistoarele să lucreze blocat-conducţie, ieşirea va conţine o componentă de curent continuu dată de

$$V_{mediu} = -I_{EE} R_C \left[1 - \frac{2\phi}{\pi} \right] \tag{10.73}$$

unde ϕ este diferenţa de fază între semnalele de pe cele două intrări.

Un aspect important al funcţionării acestui detector de fază este acela că în cazul în care amplitudinea semnalului V_{in2} este mică faţă de V_T, circuitul se comportă ca un modulator echilibrat, iar componenta de curent continuu de la ieşire depinde de amplitudinea semnalului de nivel mic. Forma de undă la ieşire este deci o sinusoidă multiplicată cu o undă dreptun-

ghiulară sincronă (vezi fig. 10.25). În cazul limită în care semnalul aplicat la intrarea de nivel mic este mic față de V_T, componenta de curent continuu de la ieșire devine:

$$V_{mediu} = \frac{1}{\pi} g_m R_C V_i \left[\int_0^{\phi} (\sin\omega t)\, d(\omega t) - \int_{\phi}^{\pi} (\sin\omega t)\, d(\omega t) \right] \tag{10.74}$$

$$= -\frac{2 g_m R_C V_i \cos\phi}{\pi} \tag{10.75}$$

unde R_C este rezistorul din colectoare din multiplicatorul Gilbert, iar g_m transconductanța tranzistoarelor.

Tensiunea de la ieșirea detectorului de fază va fi proporțională cu amplitudinea V_i a semnalului care vine la intrare; ca urmare dacă variază amplitudinea semnalului se schimbă și câștigul buclei. Rezultă că, de multe ori, atunci când amplitudinea semnalului variază, va fi necesar să plasăm înaintea detectorului de fază un amplificator/limitator, rezolvând astfel această problemă. De exemplu în cazul demodulatoarelor MF orice modulație de amplitudine parazită care apare pe semnalul modulat în frecvență care sosește la intrare va fi demodulată, dând la ieșire un semnal eronat.

În mod obișnuit în aplicațiile circuitelor PLL răspunsul în frecvență al detectorului de fază nu constituie factorul limitativ pentru gama de frecvențe în care poate funcționa bucla. La frecvențe mari de funcționare capacitățile parazite ale tranzistoarelor determină o scurgere spre ieșire a purtătoarei, dând la ieșire o componentă de eroare pe frecvența centrală. Totuși, această componentă nu afectează în mod major funcționarea buclei deoarece este îndepărtată de către filtrul buclei. De obicei, factorul limitativ pentru gama de frecvențe de lucru este oscilatorul controlat în tensiune.

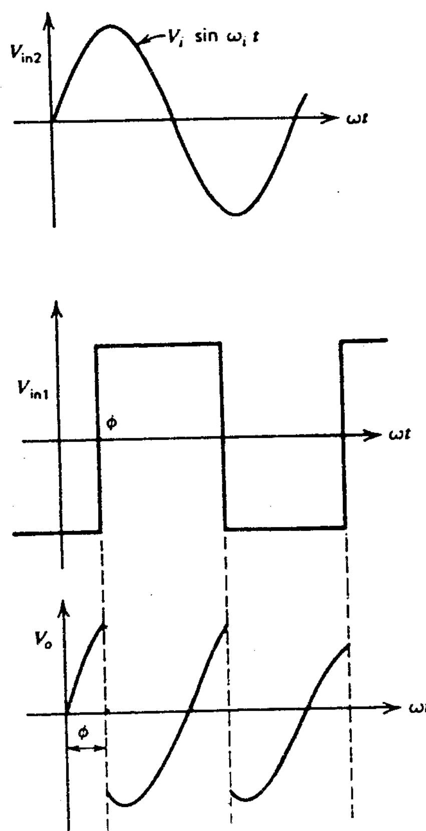


Fig. 10.25 O sinusoidă multiplicată cu o undă dreptunghiulară sincronă.

Oscilatorul controlat în tensiune. Funcționarea OCT determină gama de frecvențe de lucru, distorsiunile de MF, driftul frecvenței libere de oscilație, frecvența liberă de oscilație și sensibilitatea față de sursele de alimentare. Oscilatoarele controlate în tensiune utilizate în circuitele integrate sunt de cele mai multe ori simple multivibratoare R-C în care curentul de încărcare al capacitoarelor este dependent de intrarea de control.

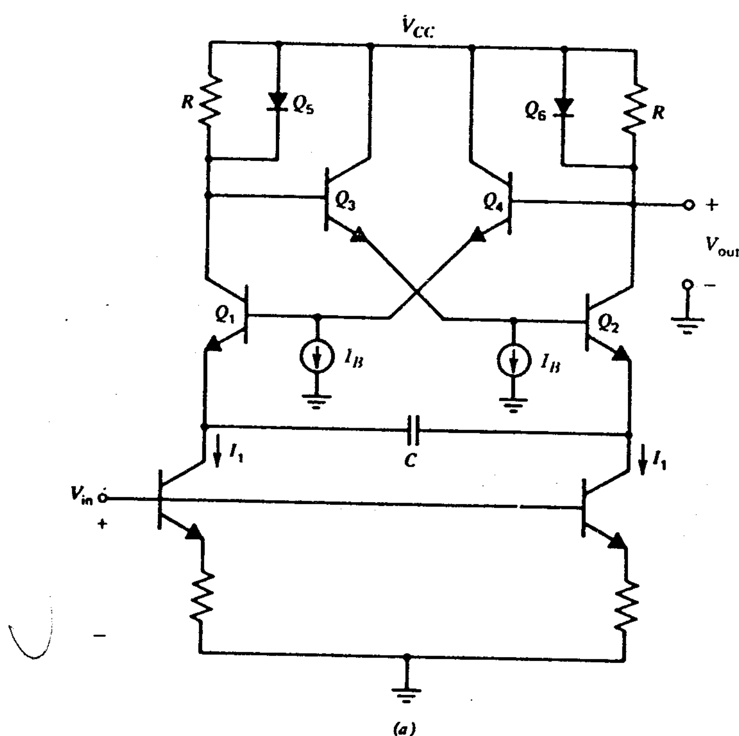


Fig. 10.26a Multivibrator cu cuplaj în emitoare, controlat în tensiune.

Să consideram pentru început multivibratorul cu cuplaj în emitoare prezentat în fig. 10.26*a*, care constituie o soluţie tipică întâlnită în circuitele integrate PLL.

Perioada de oscilaţie se va calcula presupunând (pentru a fixa un punct de plecare) că tranzistorul Q_1 este blocat, iar tranzistorul Q_2 conduce, circuitul putând fi desenat ca în fig. 10.26*b*. Vom presupune că valoarea curentului I este mare astfel că valoarea căderii de tensiune IR este suficientă pentru a deschide dioda Q_6. În aceste condiţii potenţialul bazei tranzistorului Q_4 este sub V_{CC} cu o valoare egală cu căderea de tensiune directă pe o diodă, iar potenţialul emitorului său, deci şi baza tranzistorului Q_1, cu de două ori această tensiune.

Dacă se neglijează curentul de bază al tranzistorului Q_3, baza sa este la V_{CC} iar emitorul său la V_{CC} minus o cădere de tensiune directă de diodă. Emitorul tranzistorului Q_2 se află deci sub V_{CC} cu dublul căderii de tensiune directă pe o diodă.

Deoarece tranzistorul Q_1 este blocat, curentul I_1 (al generatorului de curent din emitorul lui Q_1) încarcă capacitorul iar potenţialul emitorului tranzistorului Q_1 scade. Tranzistorul Q_1 se va deschide atunci când potenţialul din emitorul său devine egal cu V_{CC} minus de trei ori căderea de tensiune directă pe o diodă. Odată ce tranzistorul Q_1 s-a deschis, curentul său de colector îl va deschide şi pe Q_5. Ca urmare potenţialul bazei tranzistorului Q_3 scade spre V_{CC} minus o cădere de tensiune directă de diodă, făcând ca potenţialul bazei tranzistorului Q_2 să scadă cu aceeaşi valoare. Tranzistorul Q_2 se blochează; potenţialul bazei lui Q_1 creşte spre V_{CC} minus o cădere de tensiune directă de diodă deoarece se blochează şi tranzistorul Q_6. Ca urmare joncţiunea emitor-bază a lui Q_2 se polarizează invers cu o cădere

Fig. 10.26*b* Circuitul echivalent pe durata unei semiperioade.

de tensiune directă de diodă, deoarece tensiunea pe capacitorul C nu se poate modifica instantaneu. Curentul I_1 (al generatorului de curent din emitorul tranzistorului Q_2) încarcă acum capacitorul în sens invers. Variaţia totală a tensiunii de pe capacitor, înainte ca circuitul să comute din nou, este de două căderi de tensiune directă de diodă. Deoarece circuitul este simetric, semiperioada de oscilaţie este dată de timpul necesar pentru încărcarea capacitorului:

$$\frac{T}{2}=\frac{Q}{I_1} \tag{10.76}$$

unde $Q=C\Delta V=2CV_{BE(\mathrm{on})}$ este sarcina din capacitor. Frecvenţa de oscilaţie este dată de relaţia

$$f=\frac{1}{T}=\frac{I_1}{4CV_{BE(\mathrm{on})}} . \tag{10.77}$$

Formele de undă în diverse puncte ale circuitului sunt prezentate în fig. 10.26*c*. Trebuie remarcat că acest multivibrator cu cuplaj în emitoare conţine numai tranzistoare *npn* care lucrează nesaturate. În plus excursia de tensiune este mică. Rezultatul este că, realizat cu tranzistoarele tipice de circuit integrat, circuitul este capabil să funcţioneze până la aproximativ 100 MHz.

Totuşi gama de frecvenţe utilizabilă este limitată la o valoare mai mică din cauza faptului că deriva cu temperatura a frecvenţei centrale devine mare la frecvenţe mai mari. Această derivă rezultă din cauză că timpul de comutare ajunge să constituie un procent însemnat din perioada de oscilaţie; timpul de comutare depinde de elementele parazite, de rezistenţele circuitului, de transconductanţa tranzistorului şi de rezistenţa de intrare în tranzistor, toţi aceşti factori fiind dependenţi de temperatură.

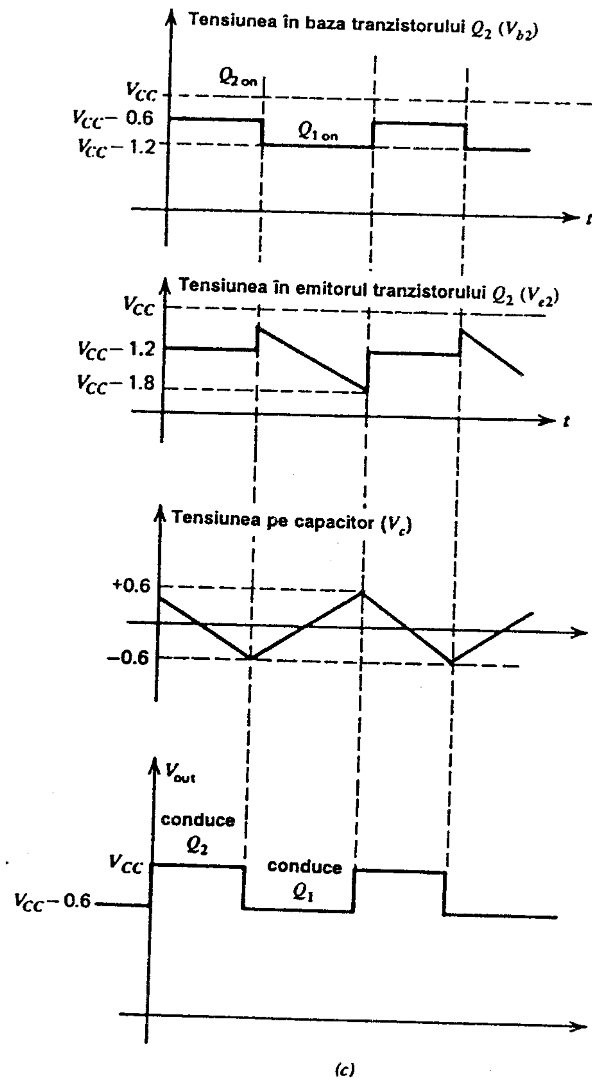


Fig. 10.26c Formele de undă pentru multivibratorul cu cuplaj în emitoare.

Deşi configuraţia cu cuplaj în emitoare este capabilă să realizeze o viteză mare de lucru frecvenţa sa centrală manifestă o sensibilitate considerabilă faţă de temperatură chiar la joasă frecvenţă, deoarece perioada este dependentă de $V_{BE(on)}$. Coeficientul de temperatură al perioadei de oscilaţie se poate calcula din (10.77):

$$\frac{1}{\omega_{osc}}\frac{d\omega_{osc}}{dT} = -\frac{1}{V_{BE(on)}}\frac{dV_{BE(on)}}{dT} = \frac{+2\ \mathrm{mV/^\circ C}}{600\ \mathrm{mV}} = +3300\ \mathrm{ppm/^\circ C}\ . \qquad (10.78)$$

Sensibilitatea faţă de temperatură a frecvenţei centrale se poate compensa făcând curentul I_1 dependent de temperatură astfel încât efectul dat de variaţia sa să fie egal şi de semn contrar cu efectul dat de variaţia mărimii $V_{BE(on)}$.

10.4.4 Analiza circuitului PLL monolitic 560B

Primele circuite PLL monolitice au fost cuprinse în seria 560/561/562. Aceste circuite conţin un detector de fază de tip Gilbert, un OCT cu cuplaj în emitoare, compensat în temperatură şi terminale la care se poate conecta un circuit *R-C* exterior pentru a realiza funcţia de filtru al buclei. Schema de principiu a circuitului 560B este dată în fig. 10.27*a*. Tranzistoarele Q_1—Q_{14} formează circuitul de polarizare care asigură o tensiune de alimentare stabilizată de 13 V pentru detectorul de fază şi OCT, utilizând ca referinţă diode Zener. Acest circuit asigură şi un potenţial de curent continuu de referinţă pentru intrările diferenţiale, prin intermediul lui R_3 şi R_4 astfel că intrările pot fi cuplate în curent alternativ. Tranzistoarele Q_{13} şi Q_{14} asigură tensiunea de referinţă pentru sursele de curent din OCT iar tranzistorul Q_{11} curentul de polarizare pentru detectorul de fază.

OCT este compus din tranzistoarele Q_{23} şi Q_{24} şi repetoarele pe emitor Q_{27} şi Q_{28}. Detectorul de fază este compus din tranzistoarele Q_{15}—Q_{20}. Ieşirea diferenţială a detectorului de fază comandă OCT prin intermediul repetoarelor pe emitor Q_{21} şi Q_{22} şi a perechii cu cuplaj în emitoare Q_{35}—Q_{38}.

Analiza care urmează are ca obiectiv determinarea parametrilor K_D şi K_O ai buclei. Începem analiza cu circuitul de polarizare prezentat separat în fig. 10.27*b*. Circuitul de polarizare furnizează o tensiune de alimentare stabilizată de 13 V pentru OCT şi comparatorul de fază. Tensiunea de 13 V rămâne constantă pentru variaţii ale tensiunii de alimentare în gama permisă de 16—26 V. Vom presupune că tensiunea de alimentare este de 16 V; singura valoare de curent afectată de tensiunea de alimentare este aceea a curentului prin lanţul R_{18}, Q_3—Q_6. Diodele Zener Q_3 şi Q_5 sunt realizate din joncţiuni emitor-bază polarizate invers, având o tensiune de străpungere de 6,2 V. Curentul I_1 este dat de

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{Z3} - V_{BE4} - V_{Z5} - V_{BE6}}{R_{18}} \,, \tag{10.79}$$

$$I_1 = \frac{V_{CC} - 6{,}2 - 0{,}6 - 6{,}2 - 0{,}6}{5{,}3\ \text{k}\Omega} = \frac{16\ \text{V} - 13{,}6\ \text{V}}{5{,}3\ \text{k}\Omega} = 0{,}45\ \text{mA}\,. \tag{10.80}$$

Tensiunea din emitoarele tranzistoarelor Q_1, Q_2 şi Q_9 este de 13,0 V. Presupunând că prin Q_7 trece curent, rezultă că tensiunea pe Q_7 este de 6,8 V. Curentul prin R_{17} va fi

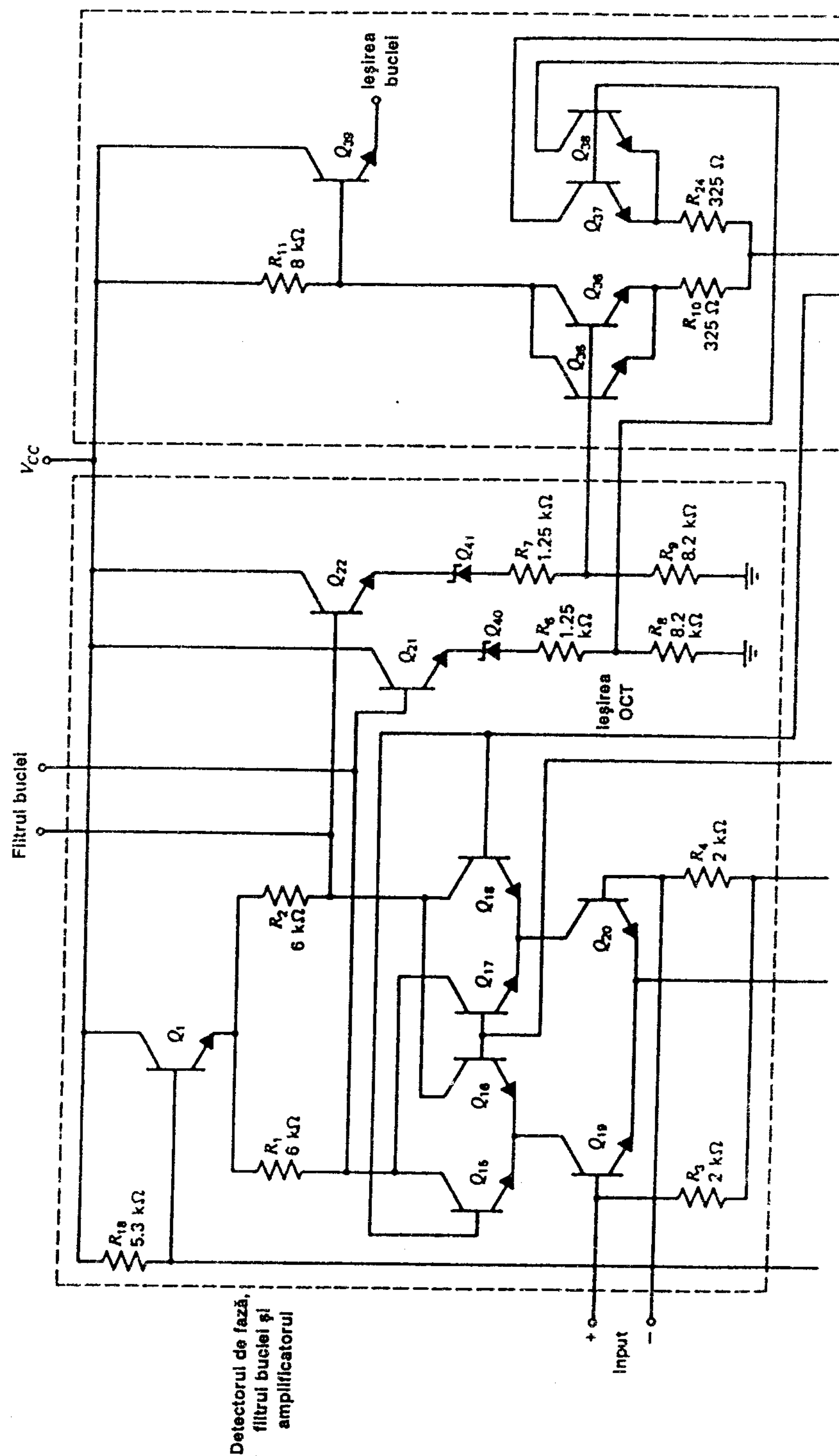
$$I_{R17} = \frac{V_{Z7} + V_{BE8} - V_{BE13} - V_{BE14}}{R_{17}} \,, \tag{10.81}$$

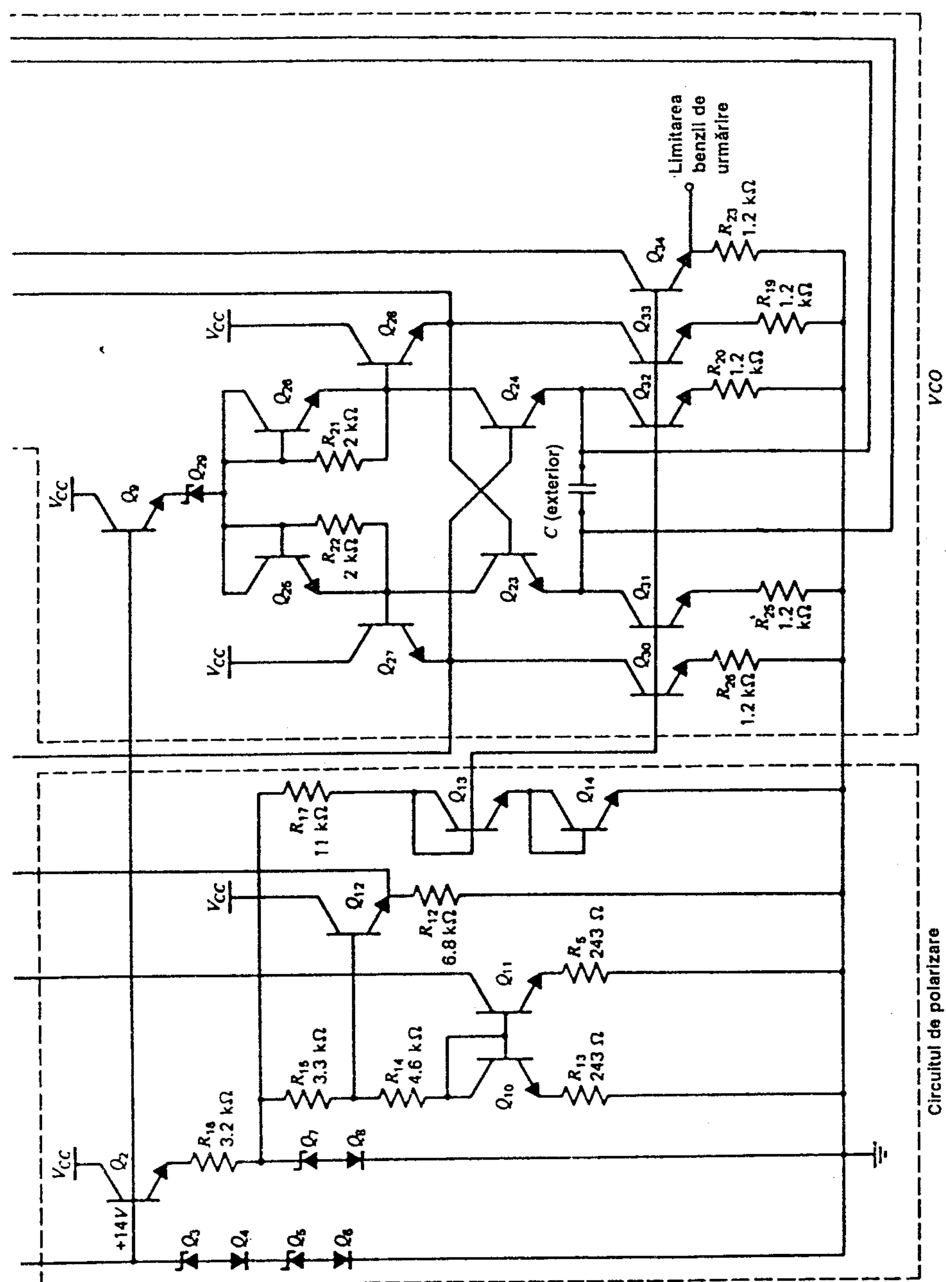
$$I_{R17} = \frac{6{,}2 + 0{,}6 - 0{,}6 - 0{,}6}{11\ \text{k}\Omega} = 0{,}51\ \text{mA}\,. \tag{10.82}$$

Curentul care trece prin tranzistorul Q_{11}, care este curentul de polarizare al comparatorului de fază, este egal cu curentul care trece prin tranzistorul Q_{10}:

$$I_{C10} = I_{C11} = \frac{V_{Z7} + V_{BE8} - V_{BE10}}{R_{13} + R_{14} + R_{15}} = \tag{10.83}$$

$$= \frac{6{,}8\ \text{V} - 0{,}6\ \text{V}}{8{,}14\ \text{k}\Omega} = 0{,}77\ \text{mA}\,. \tag{10.84}$$


Ieşirea buclei
Q_{39}
R_{11} 8 kΩ
Q_{38}
Q_{37}
R_{24} 325 Ω
Q_{36}
Q_{35}
R_{10} 325 Ω
V_{CC}
Q_{22}
Q_{41}
R_7 1.25 kΩ
R_9 8.2 kΩ
Q_{21}
Q_{40}
R_6 1.25 kΩ
R_8 8.2 kΩ
Ieşirea OCT
Filtrul buclei
R_2 6 kΩ
Q_{18}
Q_{17}
Q_{20}
R_4 2 kΩ
Q_1
Q_{16}
R_1 6 kΩ
Q_{15}
Q_{19}
R_3 2 kΩ
R_{18} 5.3 kΩ
Detectorul de fază, filtrul buclei şi amplificatorul
+
−
Input



(a)

Fig. 10.27*a* Schema circuitului PLL monolitic 560B.

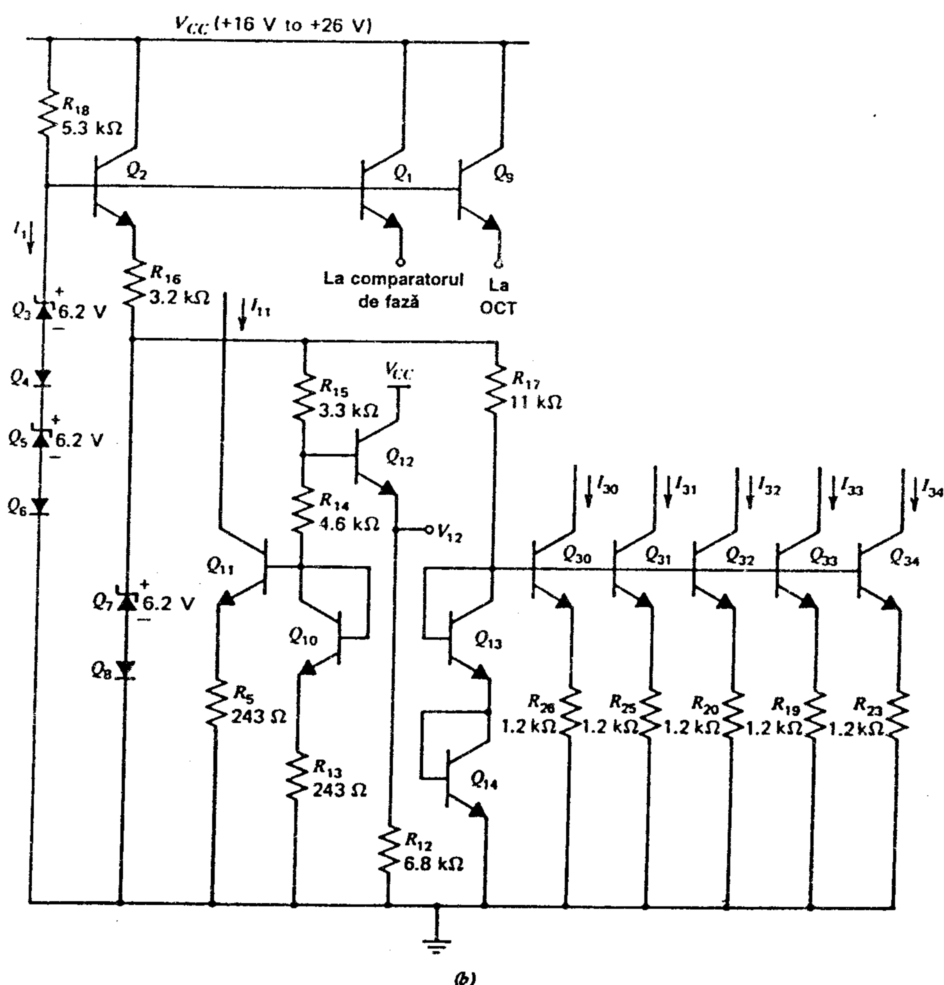


Fig. 10.27*b* Circuitul de polarizare al circuitului 560B.

Deci, tensiunea V_{12}, care furnizează referința de curent continuu pentru intrări, este dată de

$$V_{12} = V_{BE10} + (V_{BE8} + V_{Z7} - V_{BE10})\left[\frac{R_{14} + R_{13}}{R_{15} + R_{14} + R_{13}}\right] - V_{BE12} \tag{10.85}$$

sau

$$V_{12} = 0{,}6\ \text{V} + \left[(6{,}8 - 0{,}6)\frac{4{,}84}{3{,}3 + 4{,}84}\right]\text{V} - 0{,}6\ \text{V} = 3{,}69\ \text{V}\ . \tag{10.86}$$

Tensiunea aplicată în baza tranzistoarelor sursă de curent Q_{30}—Q_{34} este egală cu două căderi de tensiune directe de diodă. Căderea de tensiune pe rezistoarele de 1,2 kΩ R_{25}, R_{20}, R_{19} și R_{23} este deci egală cu o cădere de tensiune directă de diodă, ducând la o valoare a curentului de emitor de aproximativ 0,5 mA. Este important de observat că acești curenți au un coeficient de temperatură negativ de valoare mare, dat de:

$$\frac{dI}{dT} = \frac{d}{dT}\left[\frac{V_{BE(on)}}{R}\right] = \frac{V_{BE(on)}}{R}\left[\frac{1}{V_{BE(on)}}\frac{dV_{BE(on)}}{dT} - \frac{1}{R}\frac{dR}{dT}\right] = \tag{10.87}$$

$$= \frac{V_{BE(on)}}{R}\left[\frac{-2\ \text{mV/°C}}{600\ \text{mV}} - 1500\times 10^{-6}\right] \tag{10.88}$$

sau

$$\frac{1}{I}\frac{dI}{dT} = -4800\ \text{ppm/°C}\ . \tag{10.89}$$

Această sensibilitate față de temperatură compensează în mod parțial deriva cu temperatura a frecvenței centrale a oscilatorului controlat în tensiune care rezultă din dependența de temperatură a tensiunii $V_{BE(on)}$.

În continuare se va analiza detectorul de fază, a cărui schemă este prezentată în fig. 10.28. Dacă se neglijează curenții de bază ai tranzistoarelor Q_{21} și Q_{22} iar la intrare se aplică un semnal suficient mare astfel încât să comande tranzistoarele blocat-conducție, tensiunile care apar în bazele tranzistoarelor Q_{21} și Q_{22} pot lua una din următoarele valori:

$$V_H = 13\ \text{V}\ , \tag{10.90}$$

$$V_L = 13\ \text{V} - (I_{C11})\times(6\ \text{k}\Omega) = 8{,}38\ \text{V}\ . \tag{10.91}$$

Amplitudinea semnalului dreptunghiular diferențial de la ieșire este deci de 4,62 V. Deoarece curentul I_{C11} are coeficientul de temperatură aproximativ egal și de semn contrar cu acela al rezistoarelor difuzate ($R_{13}+R_{14}+R_{15}$), iar excursia de tensiune la ieșire este dată de produsul dintre valoarea acestui curent și rezistența R_1 sau R_2, coeficientul net de temperatură al tensiunii de la ieșire este mic. Lanțurile de polarizare Q_{21}, Q_{40}, R_6, R_8 și Q_{22}, Q_{41}, R_9, R_8 au rolul de a deplasa nivelul de curent continuu al semnalului înainte de a ataca oscilatorul controlat în tensiune. Tensiunea din bazele tranzistoarele Q_{35} și Q_{38} poate lua una din următoarele două valori:

$$V_H = (13\ \text{V} - V_{BE21} - V_{Z40})\frac{R_8}{R_6 + R_8}\ , \tag{10.92}$$

$$= (13\ \text{V} - 0{,}6\ \text{V} - 6{,}2\ \text{V})\frac{8{,}2}{8{,}2 + 1{,}25} = 5{,}38\ \text{V}\ , \tag{10.93}$$

$$V_L = (8{,}38\ \text{V} - V_{BE21} - V_{Z40})\frac{R_8}{R_6 + R_8} = 1{,}37\ \text{V}\ . \tag{10.94}$$

Valoarea maximă a tensiunii diferențiale de la ieșirea detectorului de fază este deci de 4 V. Componenta de curent continuu a tensiunii diferențiale de la ieșire rezultă din relația 10.47:

$$V_{\text{mediu}} = -(4\ \text{V})\left[1 - \frac{2\phi}{\pi}\right] \qquad 0<\phi<\pi\ , \tag{10.95}$$

$$= K_D\left[\phi - \frac{\pi}{2}\right] \qquad 0<\phi<\pi\ . \tag{10.96}$$

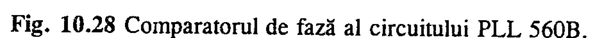


Fig. 10.28 Comparatorul de fază al circuitului PLL 560B.

Rezultă că valoarea câştigului detectorului de fază, K_D, este

$$K_D = \frac{4{,}0\ \text{V}}{\pi/2} = 2{,}55\ \text{V/rad}\ . \tag{10.97}$$

Dacă semnalul aplicat la intrare este mic astfel că limitarea nu are loc, câştigul detectorului de fază devine, în conformitate cu (10.57):

$$K_D = \frac{V_i}{\pi}(2g_{m19}R_1)\frac{R_8}{R_8+R_6} = \tag{10.98}$$

$$= \frac{V_i}{\pi}\left[(2)\left[\frac{0{,}38\ \text{mA}}{26\ \text{mV}}\right](6\ \text{k}\Omega)\right]\left[\frac{8{,}2}{9{,}45}\right] = \tag{10.99}$$

$$= 48{,}4\ \text{rad}^{-1}\ . \tag{10.100}$$

unde V_i este valoarea de vârf a semnalului sinusoidal de la intrare. Exprimată în valori eficace valoarea mărimii K_D devine

$$K_D = 68{,}4\, V_{ief}\ \text{rad}^{-1}\ . \tag{10.101}$$

Deci, de exemplu, pentru 1 mV_{ef} la intrare valoarea lui K_D este egală cu 0,068 V/rad.

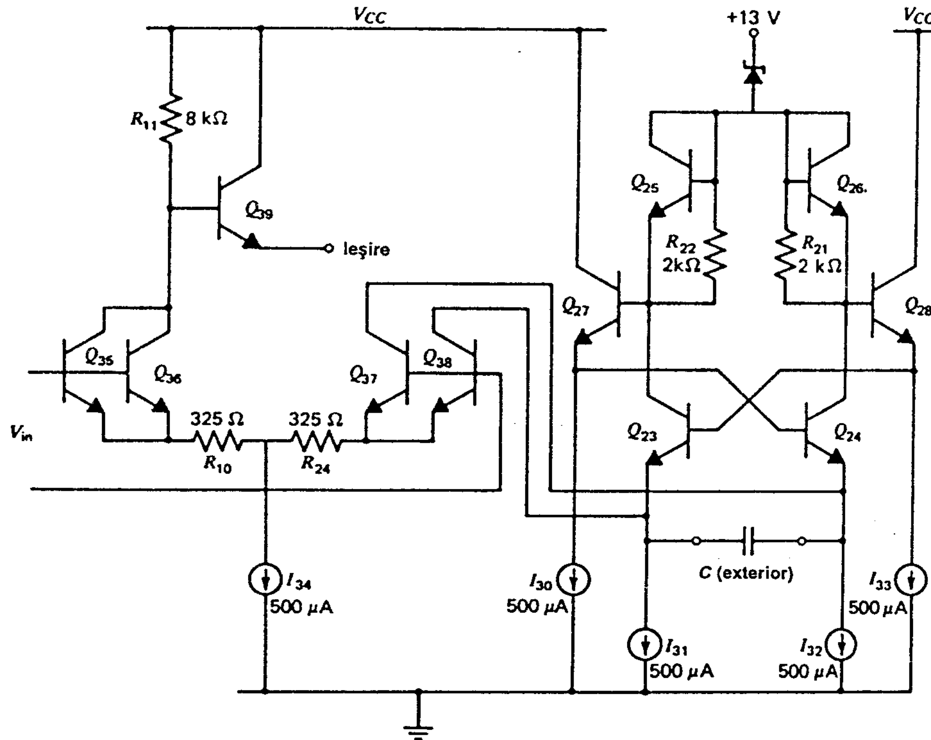


Fig. 10.29 Oscilatorul controlat în tensiune al circuitului PLL 560B.

Să trecem acum la analiza oscilatorului controlat în tensiune a cărui schemă este prezentată în fig. 10.29. Vom presupune la început că tensiunea diferenţială de la intrare este nulă, astfel că prin toate cele patru tranzistoare cuplate în emitoare (Q_{35}—Q_{38}) trece acelaşi curent. Curenţii de colector ai tranzistoarelor Q_{37} şi Q_{38} sunt deci de 125 μA, curentul total care curge prin emitoarele tranzistoarelor Q_{23} şi Q_{24} fiind de 625 μA.

Acest multivibrator cu cuplaj în emitoare a fost analizat anterior; frecvenţa de oscilaţie liberă este dată de expresia 10.77:

$$f_o = \frac{I}{4CV_{BE(\text{on})}} . \tag{10.102}$$

Presupunând că $V_{BE(\text{on})}$ este de 0,6 V frecvenţa centrală a oscilatorului controlat în tensiune va fi dată de

$$f_o = \frac{625\times10^{-6}}{4C\times0,6} = \frac{0,26\times10^{-3}}{C} . \tag{10.103}$$

Valoarea necesară a capacitorului C, exprimată în μF, pentru a se obţine frecvenţa f_o, exprimată în Hz, este

$$C = \frac{260}{f_o}\ \mu F . \tag{10.104}$$

Un aspect important al funcţionării circuitului PLL îl constituie sensitivitatea frecvenţei centrale faţă de temperatură. Folosind din nou (10.77) se obţine

$$\frac{1}{f_o}\frac{\mathrm{d}f_o}{\mathrm{d}T}=\frac{1}{I}\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}T}-\frac{1}{V_{BE}}\frac{\mathrm{d}V_{BE}}{\mathrm{d}T}-\frac{1}{C}\frac{\mathrm{d}C}{\mathrm{d}T}\,. \qquad (10.105)$$

Circuitul de polarizare care produce curenţii I_{31}, I_{32} şi I_{34} a fost analizat la începutul acestei secţiuni determinându-se că

$$\frac{1}{I}\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}T}=\frac{1}{V_{BE}}\frac{\mathrm{d}V_{BE}}{\mathrm{d}T}-\frac{1}{R}\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T}\,. \qquad (10.106)$$

Înlocuind (10.106) în (10.105) se obţine

$$\frac{1}{f_o}\frac{\mathrm{d}f_o}{\mathrm{d}T}=-\frac{1}{R}\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T}-\frac{1}{C}\frac{\mathrm{d}C}{\mathrm{d}T}\,. \qquad (10.107)$$

Presupunând că se utilizează un capacitor exterior cu un coeficient mic de temperatură, variaţia cu temperatura a frecvenţei centrale este dată numai de variaţia cu temperatura a rezistoarelor difuzate din circuit. Rezistoarele difuzate au un coeficient de temperatură care este în mod uzual de ordinul a 1000—1500 ppm/°C. Această derivă destul de mare se poate reduce prin reproiectarea circuitului de polarizare astfel încât să compenseze variaţia cu temperatura a rezistoarelor.

Deoarece suma curenţilor de colector ai tranzistoarelor Q_{37} şi Q_{38} poate varia între 0 şi 250 μA, curentul total de încărcare al capacitorului poate varia de la 500 la 750 μA; ca urmare frecvenţa OCT se poate modifica faţă de valoarea sa de centru cu $\pm 20\%$.

Privind tranzistoarele Q_{37} şi Q_{38} ca fiind un singur tranzistor putem calcula raportul dintre curentul de ieşire de semnal mic care curge prin Q_{37}—Q_{38} şi tensiunea de intrare de semnal mic aplicată perechii cu cuplaj în emitoare:

$$\frac{i_o}{v_i}=\frac{1}{2}\left[\frac{g_{m37\text{-}38}}{1+g_{m37\text{-}38}R_{24}}\right]=\frac{1}{2}\,\frac{\dfrac{1}{104\ \Omega}}{1+\dfrac{1}{104\ \Omega}325\ \Omega}=\frac{1}{2}\,\frac{1}{430\ \Omega}\,. \qquad (10.108)$$

Jumătate din suma curenţilor de colector ai tranzistoarelor Q_{37}—Q_{38} încarcă capacitorul la orice moment de timp aşa că

$$\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}V_{\mathrm{in}}}=\frac{1}{2}\frac{i_o}{v_i}=\frac{1}{2}\,\frac{1}{860\ \Omega} \qquad (10.109)$$

unde V_{in} este tensiunea de intrare pentru perechea Q_{35}—Q_{38}, iar I este curentul care stabileşte frecvenţa oscilatorului controlat în tensiune. Din (10.77) se găseşte

$$\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}I}=\frac{1}{4CV_{BE(\mathrm{on})}}\,. \qquad (10.110)$$

Din expresiile 10.109 şi 10.110 se obţine

$$K_O=\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}V_{\mathrm{in}}}=2\pi\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}I}\frac{\mathrm{d}I}{\mathrm{d}V_{\mathrm{in}}}=\frac{1}{8}\,\frac{2\pi}{860CV_{BE(\mathrm{on})}}\,. \qquad (10.111)$$

Înlocuind (10.77) în (10.111) rezultă

$$K_O = \frac{2\pi f_o}{1720 I_o} \qquad (10.112)$$

unde I_o=625 μA este valoarea curentului I atunci când tensiunea V_{in}=0 iar frecvenţa f_o este, corespunzător, valoarea frecvenţei oscilatorului controlat în tensiune, denumită frecvenţa de oscilaţie liberă.

Înlocuind valorile numerice în (10.112) se obţine:

$$K_O = \frac{2\pi f_o}{1{,}08}\ \text{rad/Vs} = 0{,}93\,\omega_o\ \text{rad/Vs} \qquad (10.113)$$

în care $f_o = \omega_o / 2\pi$. Valoarea mărimii K_O depinde deci de frecvenţa de oscilaţie liberă a oscilatorului controlat în tensiune prin intermediul valorii capacitorului C, în conformitate cu expresia 10.111.

În acest punct analiza circuitului 560B este încheiată. Combinând valorile calculate pentru K_O şi K_D se obţine banda K_v a buclei pentru semnale mari la intrare:

$$K_v = K_D K_O = 2{,}55 \times 0{,}93\,\omega_o\ \text{s}^{-1} = 2{,}36\,\omega_o\ \text{s}^{-1}\ . \qquad (10.114)$$

De observat că în acest caz A=1, deoarece tot câştigul din buclă a fost prins în K_O şi K_D. Expresiile 10.114 şi 10.68 arată că în condiţiile în care nu sunt prezenţi alţi factori limitativi, bucla va fi capabilă să urmărească semnale purtătoare a căror frecvenţă ajunge să fie de 3,7 ori frecvenţa de oscilaţie liberă a oscilatorului controlat în tensiune. De fapt banda de urmărire va fi mult mai mică decât această valoare datorită faptului că în timp ce comparatorul de fază poate produce o tensiune de ieşire de maximum 4 V pentru o eroare de fază de 90°, convertorul tensiune-curent care comandă oscilatorul controlat în tensiune are o gamă liniară referită la intrare de numai aproximativ 250 mV. Ca urmare banda de urmărire este limitată de gama de variaţie a tensiunii de comandă a oscilatorului controlat în tensiune la circa ±25% din frecvenţa de oscilaţie a acestuia.

O consecinţă importantă a valorii mari a lui K_v o constituie faptul că în cazul în care circuitul este folosit ca un circuit PLL de ordinul unu, fără nici o atenuare suplimentară în buclă, banda care se obţine pentru funcţionarea ca demodulator MF a circuitului PLL este într-adevăr mare. Banda poate fi micşorată la valoarea dorită prin folosirea unei bucle de ordinul doi, care pentru stabilitate are un zero în filtrul buclei.

În circuitul PLL 560B utilizatorul poate modifica gama de control a OCT, modificând astfel valoarea benzii de urmărire a PLL. Acest lucru se realizează prin controlarea curentului de polarizare al perechii cu cuplaj în emitoare $Q_{35}-Q_{38}$, care este de fapt curentul care determină variaţia frecvenţei oscilatorului controlat în tensiune. Acest curent poate să fie mărit sau micşorat de către utilizator prin intermediul unor componente externe astfel că banda de urmărire devine controlabilă din exterior. Avantajul acestei metode de control a benzii de urmărire constă în faptul că se poate realiza valoarea dorită a câştigului K_v în mod independent de banda buclei.

Valoarea benzii buclei, K_v, poate fi controlată de utilizatorul circuitului PLL în mai multe moduri. Primul constă în plasarea în paralel cu R_1 şi R_2 (vezi fig. 10.28) a unor rezistoare exterioare. În acest fel valoarea efectivă a rezistoarelor scade, ceea ce conduce la scăderea lui K_D şi deci a lui K_v. Al doilea constă în utilizarea unui filtru care conţine un zero.

Prezenţa zeroului permite plasarea polului filtrului buclei la o frecvenţă mult depărtată de banda buclei K_v, fără a avea în răspunsul în frecvenţă al buclei supracreşteri excesive.

10.5 SINTEZA FUNCŢIILOR NELINIARE

În sistemele electronice sunt adeseori necesare circuite cu o funcţie de transfer arbitrară. De exemplu, pentru obţinerea valorii efective, este necesară o caracteristică de transfer pătratică sau de forma rădăcină pătrată. Pentru generarea acestor tipuri de funcţii neliniare, şi încă a multor altor tipuri, se poate folosi[8,9] remarcabila şi precisa caracteristică exponenţială a tranzistorului bipolar.

Fie circuitul prezentat în fig. 10.30*a*. Se poate scrie:

$$V_{BE1} + V_{BE2} - V_{BE3} - V_{BE4} = 0 \ . \tag{10.115}$$

Neglijând curenţii de bază şi presupunând că toate tranzistoarele sunt în regiunea activă directă relaţia anterioară se rescrie

$$V_T \ln\frac{I_B}{I_{S1}} + V_T \ln\frac{I_i}{I_{S2}} - V_T \ln\frac{I_o}{I_{S3}} - V_T \ln\frac{I_o}{I_{S4}} = 0$$

obţinându-se:

$$I_o = \sqrt{I_i}\sqrt{I_B}\sqrt{\frac{I_{S3}I_{S4}}{I_{S1}I_{S2}}} \ . \tag{10.116}$$

Acest circuit realizează deci o funcţie de transfer de forma rădăcină pătrată, al cărei factor de scală este stabilit numai de către curentul de polarizare I_B (care poate constitui şi un alt semnal de intrare) şi de raportul ariilor tranzistoarelor. Nu există nici o dependenţă de prim ordin de tensiunea de alimentare şi de temperatură.

În ceea ce priveşte sursa care dă curentul de intrare I_i se observă că ea trebuie să poată lucra pe un nivel de curent continuu de un V_{BE}, corespunzător tensiunii bază-emitor a tranzistorului Q_1.

Valoarea impedanţei de intrare de semnal mic a circuitului este foarte mică datorită acţiunii buclei de reacţie constituită din tranzistoarele Q_1 şi Q_2. Banda circuitului este de ordinul frecvenţei f_T deoarece toate nodurile din circuit sunt de mică impedanţă, capacităţile parazite având deci o influenţă mică.

Pentru circuitul prezentat în fig. 10.30*b* se poate scrie

$$V_{BE1} + V_{BE5} + V_{BE2} = V_{BE3} + V_{BE4} + V_{BE6} \tag{10.117}$$

obţinându-se:

$$I_o = I_i^2 \frac{I_{B1}}{I_{B2}^2} \frac{I_{S3}I_{S4}I_{S6}}{I_{S1}I_{S5}I_{S2}} \ . \tag{10.118}$$

Funcţia de transfer realizată de acest circuit este deci de forma ridicare la pătrat, insensibilă la variaţiile temperaturii şi ale tensiunii de alimentare şi de bandă foarte largă. Versiunile mai

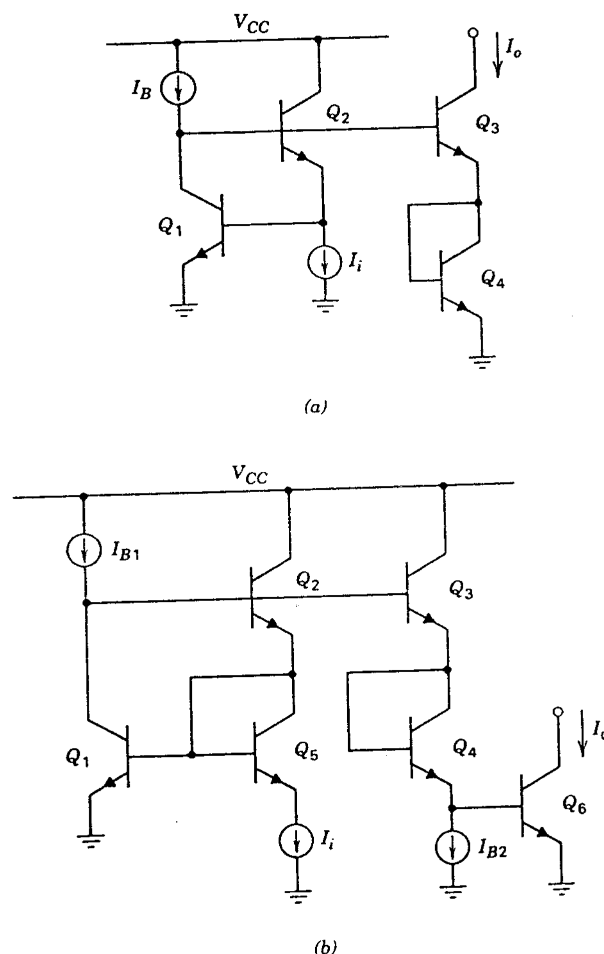


Fig. 10.30 Circuite bipolare care realizează funcţii neliniare. (*a*) Rădăcină pătrată. (*b*) Ridicare la pătrat.

simple ale circuitului folosesc ca semnal de intrare curentul I_{B1}. În acest caz sursa de curent I_{B1} trebuie realizată ca o sursă activă *pnp* (sau o sursă PMOS în cazul unei tehnologii BiCMOS) ceea ce de obicei conduce la micşorarea benzii circuitului.

PROBLEME

10.1 Să se determine caracteristica de transfer de curent continuu $V_{out}(V_{in})$ a circuitului din fig. 10.31. Diodele Zener au o tensiune de străpungere de 6,2 V şi o rezistenţă dinamică nulă. Pentru polarizarea directă tensiunea la borne a diodelor Zener este egală cu $V_{BE(on)}$ =0,6 V.

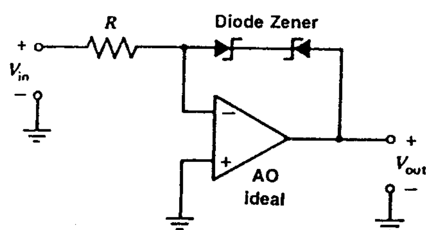


Fig. 10.31 Circuitul pentru *Problema 10.1.*

10.2 Să se determine şi să se schiţeze caracteristica de transfer de curent continuu $V_{out}(V_{in})$ a circuitului din fig. 10.32. Se va lua $V_{BE(on)}=0{,}6$ V. Se vor verifica rezultatele prin simulare cu SPICE. Pentru tranzistor se va lua $I_S=10^{-16}$ A. Amplificatorul operaţional se va modela printr-o sursă de tensiune controlată în tensiune având un câştig de 10000.

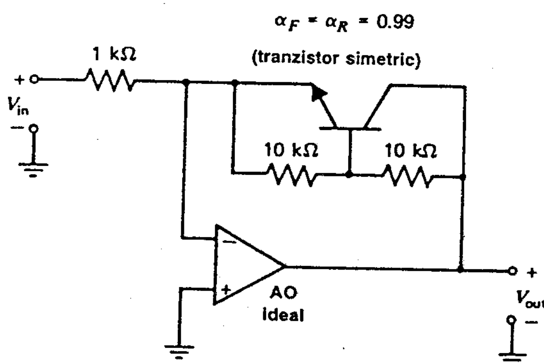


Fig. 10.32 Circuitul pentru *Problema 10.2.*

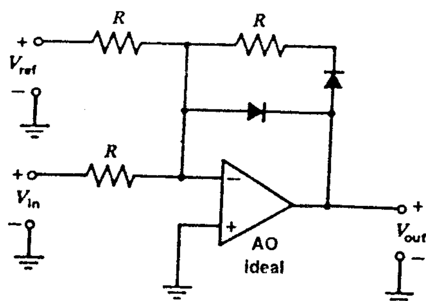


Fig. 10.33 Circuitul pentru *Problema 10.3.*

10.3 Să se determine şi să se schiţeze caracteristica de transfer de curent continuu $V_{out}(V_{in})$ a circuitului din fig. 10.33.

10.4 Să se schiţeze caracteristica de transfer de curent continuu, I_{out} în funcţie de V_2, în cazul multiplicatorului Gilbert din fig. 10.9, pentru următoarele valori ale tensiunii V_1: $0{,}1V_T$, $0{,}5V_T$ şi V_T.

10.5 Pentru perechea cu cuplaj în emitoare din fig. 10.6 să se determine mărimea semnalului de curent continuu diferenţial de la intrare, pentru care *panta* caracteristicii de transfer diferă cu 1% de panta aceleiaşi caracteristici în origine.

10.6 Să presupunem că perechii cu cuplaj în emitoare din fig. 10.6 i se aplică la intrare o tensiune sinusoidală. Care este valoarea maximă permisă pentru amplitudinea semnalului sinusoidal, astfel încât amplitudinea la ieşire a armonicei a treia să fie mai mică de 1% din aceea a fundamentalei?

Pentru rezolvarea problemei caracteristica de transfer a perechii cu cuplaj în emitoare se va aproxima prin primii doi termeni ai dezvoltării în serie Taylor ai funcţiei tanh. Se va presupune apoi că toate celelalte armonici din semnalul de la ieşire sunt neglijabile şi că semnalul de la ieşire este dat aproximativ de

$$I_{out} = I_o(\sin\omega_o t + \delta\sin 3\omega_o t)$$

unde δ este amplitudinea relativă faţă de fundamentală a armonicei a treia. Se vor verifica rezultatele prin simulare cu SPICE. Folosind SPICE se va determina factorul de distorsiuni de armonica a treia la ieşire în condiţiile în care tensiunea sinusoidală aplicată la intrare are aceeaşi amplitudine, iar fiecărui tranzistor i se adaugă în emitor câte un rezistor R_E astfel încât $I_{E1}R_E=I_{E2}R_E=100$ mV.

10.7 Să se determine tensiunea de ofset la intrare în cazul cel mai defavorabil pentru convertorul tensiune-curent din fig. 10.34. Se va presupune că amplificatorul operaţional este ideal, că neîmperecherea rezistoarelor este de $\pm 0{,}3\%$ şi că aceea a tranzistoarelor (în I_S) este de $\pm 2\%$. Se vor neglija curenţii de bază. Folosind SPICE se va determina factorul de distorsiuni de armonica a doua şi a treia la ieşire, pentru o excitaţie sinusoidală la intrare de 20 V vârf la vârf.

Pentru tranzistoare se va lua $I_S=10^{-16}$A. Amplificatorul operaţional se va modela printr-o sursă de tensiune controlată în tensiune având un câştig de 10000.

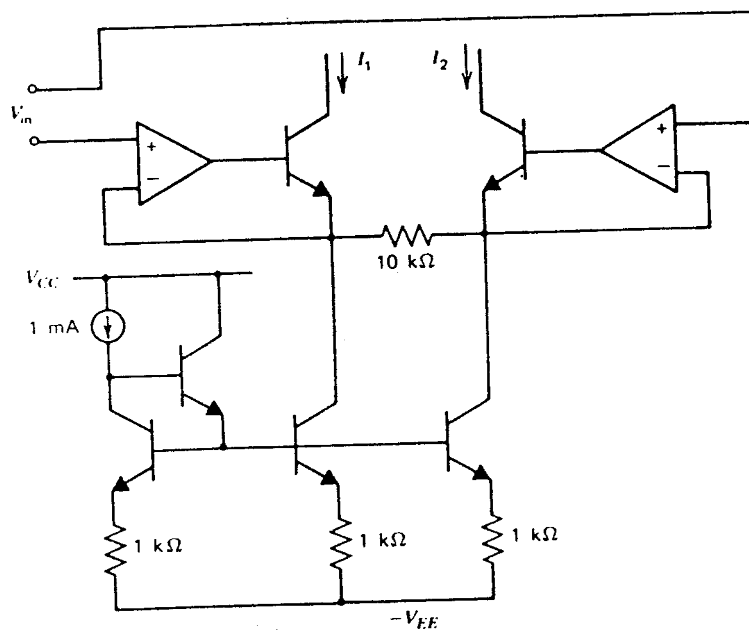


Fig. 10.34 Circuitul pentru *Problema 10.7.* Toate amplificatoarele operaţionale sunt ideale.

10.8 Să se determine caracteristica de transfer de curent continuu a circuitului din fig. 10.35. Se va presupune că multiplicatorul este caracterizat de relația $Z=0,1XY$.

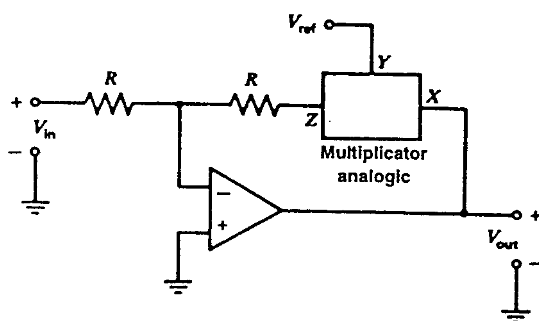


Fig. 10.35 Circuitul pentru *Problema 10.8*. Amplificatorul operațional este ideal.

10.9 Un circuit PLL are frecvența centrală de 10^5 rad/s, K_O de 10^2 rad/Vs și K_D de 1 V/rad. În buclă nu mai există alt câștig. Să se determine banda buclei pentru o configurație de primul ordin. Presupunând că se utilizează un filtru cu un singur pol să se determine poziția polului astfel încât polii circuitului PLL să se afle pe raze vectoare care fac cu axa reală negativă un unghi de 45°.

10.10 Pentru circuitul PLL din *Problema 10.9* să se proiecteze un filtru cu un zero care dă o valoare a pulsației la care câștigul buclei devine unitar, de 100 rad/s. Defazajul introdus de buclă la aceeași pulsație va fi de −135°.

10.11 Să se estimeze gama de captură a circuitului PLL din *Problema 10.10* presupunând că nu este artificial limitată de gama de frecvență a oscilatorului controlat în tensiune.

10.12 Un demodulator MF, care folosește circuitul 560B, are o frecvență centrală de 2 kHz și este realizat ca o buclă de ordinul unu. Semnalul de la intrare variază între 1,95 kHz și 2,05 kHz, cu o frecvență de 200 Hz, tranziția între cele două valori ale frecvenței fiind instantanee. Să se schițeze forma de undă a tensiunii demodulate de la ieșire.

10.13 Să se proiecteze un oscilator controlat în tensiune pe baza circuitului indicat în fig. 10.26*a*. Frecvența centrală va fi de 10 kHz. Se vor utiliza următoarele valori: $C=0,01$ μF, $V_{CC}=5$ V, $\beta=100$, $I_S=10^{-16}$ A. Frecvența trebuie să varieze într-un raport de 2:1 pentru o variație a tensiunii de intrare $\Delta V_{in}=200$ mV. Se vor determina valorile tuturor rezistoarelor și valoarea de curent continuu a tensiunii V_{in}. Folosind SPICE se va verifica proiectarea realizată și se va trasa graficul dependenței frecvenței de oscilație de tensiunea V_{in}.

10.14 Folosind metodele descrise în *Secțiunea 10.5* să se proiecteze un circuit cu o caracteristică de transfer $I_o = K I_i^{3/2}$ pentru $I_i \geq 0$. Tensiunile de curent continuu de la intrare și de la ieșire trebuie să fie $\leq V_{BE}$, respectiv $2V_{BE}$. Curentul de ieșire I_o trebuie să aibă valoarea de 100 μA pentru $I_i=100$ μA. Tensiunea de alimentare disponibilă este $V_{CC}=5$ V. Pentru tranzistor se va lua $\beta=100$ și $I_S=10^{-17}$ A.
Se va folosi SPICE pentru verificarea proiectării realizate. Apoi se va examina efectul dat de faptul că rezistențele r_b și r_e au valori finite egale cu 200 Ω, respectiv 2 Ω.

10.15 Să se arate că circuitul CMOS a cărui schemă este prezentată în fig. 10.36 realizează o caracteristică de transfer $I_o(V_i)$ de forma ridicare la pătrat dacă se presupune că tranzistorul cu efect de câmp are o caracteristică pătratică. Se va determina intervalul de variaţie a tensiunii V_i pentru care circuitul realizează această caracteristică. (Se aplică analiza de curent continuu din *Secţiunea 9.6.2*).
Datele tranzistoarelor sunt: $\mu_n C_{ox}=60\ \mu A/V^2$, $\mu_p C_{ox}=20\ \mu A/V^2$, $V_{tn}=0,7$ V, $V_{tp}=-0,7$ V, $\gamma=0$ şi $\lambda=0$. Raportul *W/L* este pentru tranzistoarele PMOS de 60 iar pentru tranzistoarele NMOS de 20.
Rezultatele obţinute se vor verifica prin trasarea grafică şi evaluarea caracteristicii de transfer de curent continuu folosind SPICE. Apoi se va aplica la intrare o tensiune V_i sinusoidală, în interiorul limitelor de valabilitate a caracteristicii pătratice şi se vor calcula prima şi a doua armonică a curentului I_o; se va comenta rezultatul.

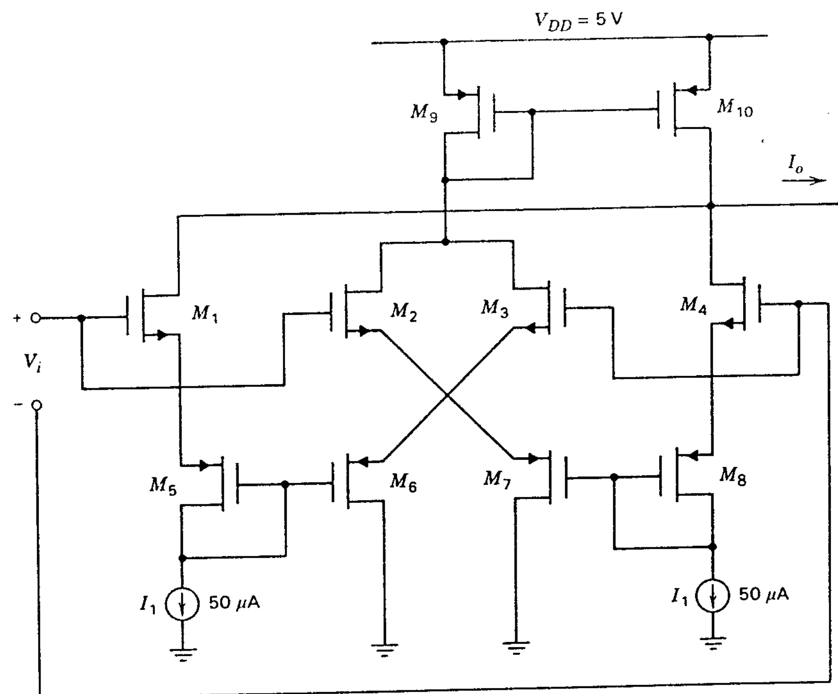


Fig. 10.36 Circuitul CMOS care realizează o funcţie de transfer de forma ridicare la pătrat.

BIBLIOGRAFIE

1. G.E. Tobey, J.G. Graeme şi L.P. Huelsman. *Operational Amplifiers*, McGraw-Hill, New York, 1971.
2. B. Gilbert. "A Precise Four-Quadrant Multiplier with Subnanoseconds Response", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-3, pp. 365—373, December 1968.

3. B. Gilbert. "A New High-Performance Monolithic Multiplier Using Active Feedback", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-9, pp. 364—373, December 1974.
4. F.M. Gardner. *Phase-Lock Techniques*, Wiley, New-York, 1966.
5. A.B. Grebene şi H.R. Camenzind. "Frequency Selective Integrated Circuits Using Phase-Locked Techniques", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-4, pp. 216—225, August 1969.
6. *Applications of Phase-Locked Loops*, Signetics Corporation, 1974.
7. M. Soyuer şi R.G. Meyer. "Frequency Limitations of a Conventional Phase-Frequency Detector", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-25, pp. 1019—1022, August 1990.
8. B. Gilbert. "General Technique for N-Dimensional Vector Summation of Bipolar Signals", *Electronic Letters*, Vol. 12, pp. 504—505, September 16, 1976.
9. E. Seevinck. *Analysis and Synthesis of Translinear Integrated Circuits*, Elsevier, Amsterdam, 1988.

11

ZGOMOTUL ÎN CIRCUITELE INTEGRATE

11.1 INTRODUCERE

În acest capitol se tratează efectele determinate de *zgomotul electric* în circuitele integrate. Se discută numai acele forme de zgomot care îşi au sursa în micile fluctuaţii de curent sau tensiune generate de dispozitiv chiar în el însuşi; se lasă la o parte zgomotele care rezultă prin captarea unor semnale generate de diverse surse externe, cu toate că şi aceste zgomote pot constitui o problemă în cazul circuitelor cu câştig mare. Existenţa zgomotului constituie o consecinţă fundamentală a faptului că sarcina electrică nu este continuă, transportul ei realizându-se în mod aleator, în cantităţi discrete, egale cu sarcina electronului. Rezultă că zgomotul este asociat direct proceselor fundamentale din componentele circuitelor integrate.

Studiul zgomotului este important deoarece zgomotul impune limita inferioară a valorii unui semnal electric care mai poate fi amplificat de un circuit fără o deteriorare semnificativă a calităţii semnalului. Tot din considerente de zgomot rezultă şi limita superioară a valorii câştigului unui amplificator (dacă câştigul este mărit prea mult, etajele de ieşire ale amplificatorului vor începe să limiteze, se taie sau se saturează, din cauza amplificării zgomotului dat de etajele de intrare.

În acest capitol se descriu diversele surse de zgomot electronic care apar în dispozitivele uzuale, dându-se şi circuite echivalente care conţin generatoare de zgomot. De asemenea se ilustrează metodele de analiză a circuitelor care au ca semnale de intrare generatoare de zgomot; se face o analiză de zgomot a unor circuite complexe cum ar fi, de exemplu, amplificatoarele operaţionale şi sunt examinate metodele de analiză cu calculatorul a zgomotului.

În final se descriu câteva metode uzuale de specificare a performanţelor de zgomot ale unui circuit.

11.2 SURSE DE ZGOMOT

11.2.1 Zgomotul de alice[1,2,3,4]

Zgomotul de alice* este prezent în diodele şi tranzistoarele bipolare, fiind asociat *întotdeauna* cu trecerea unui curent continuu. Pentru a explica originea zgomotului de alice se va considera dioda din fig. 11.1*a* şi concentraţiile corespunzătoare de purtători din diodă, pentru cazul polarizării directe, indicate în fig. 11.1*b*. După cum s-a arătat în *Capitolul 1*, în regiunea golită există un câmp electric, iar între regiunea de tip n şi cea de tip p există o diferenţă de potenţial $(\phi_0 - V)$, ϕ_0 fiind diferenţa de potenţial internă iar V tensiunea directă aplicată diodei. Curentul direct prin diodă, I, se compune din golurile din zona p şi electronii din zona n care au suficientă energie pentru a învinge bariera de potenţial de la joncţiune. Odată ce purtătorii au traversat joncţiunea, ei difuzează mai departe ca purtători minoritari.

Trecerea fiecărui purtător peste joncţiune este un eveniment pur aleator (dependent de faptul că purtătorul are atât o energie suficientă cât şi o viteză îndreptată spre joncţiune). Deci curentul din circuitul exterior, I, care apare ca fiind constant este, de fapt, compus dintr-un număr mare de pulsuri de curent aleatoare, independente. Dacă se vizualizează curentul cu un osciloscop sensibil imaginea apare ca în fig. 11.2, unde I_D este curentul mediu.

Fluctuaţiile curentului I sunt denumite *zgomot de alice*. În general se specifică variaţia pătratică medie (faţă de valoarea medie). Această variaţie se notează $\overline{i^2}$:

$$\overline{i^2} = \overline{(I - I_D)^2} = \lim_{T \to \infty} \int_0^T (I - I_D)^2 \mathrm{d}t\ . \tag{11.1}$$

Se poate arăta că în cazul unui curent I compus dintr-o serie de pulsuri aleatoare, independente, cu o valoare medie I_D, rezultă un curent de zgomot care are o valoare pătratică medie

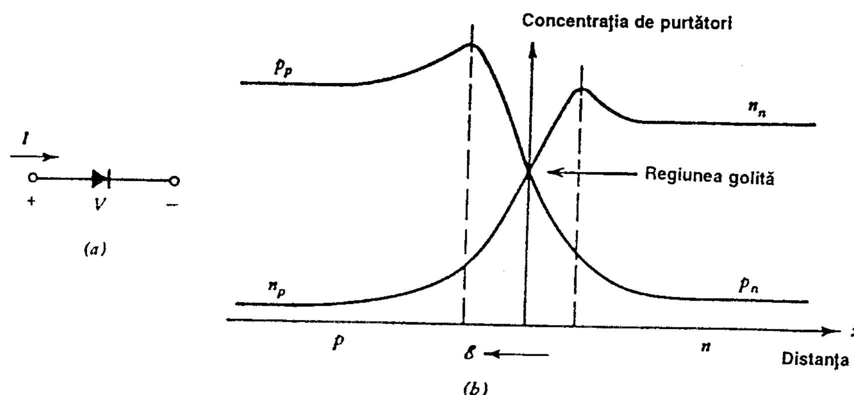


Fig. 11.1 (*a*) Joncţiunea *pn* polarizată direct. (*b*) Concentraţiile de purtători în joncţiune (desenul nu este la scară).

---

* *Shot noise*, în literatura de limbă engleză (n.t.).

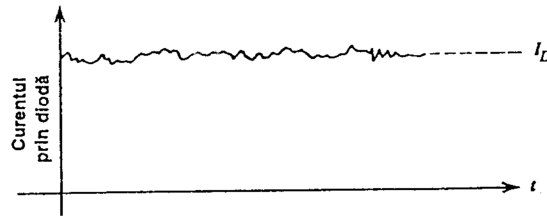


Fig. 11.2 Curentul I prin diodă, în funcție de timp (desenul nu este la scară).

$$\overline{i^2} = 2qI_D\Delta f \qquad (A^2) \tag{11.2}$$

unde q este sarcina electronului ($1{,}6\times10^{-19}$ C), iar Δf banda de frecvență exprimată în Hz.

Această relație arată că valoarea pătratică medie a curentului de zgomot este *direct* proporțională cu banda Δf (exprimată în Hz) în care are loc măsurarea. Ca urmare se poate defini o *densitate spectrală* a curentului de zgomot $\overline{i^2}/\Delta f$ (se măsoară în A^2/Hz), care este *independentă* de frecvență. Zgomotul care are un astfel de spectru este denumit adeseori *zgomot alb*. Deoarece zgomotul este un semnal pur aleator, *valoarea sa instantanee* nu poate fi precisă pentru nici o valoare a timpului. Singura informație disponibilă pentru a fi utilizată în calculele de circuit se referă la *valoarea pătratică medie* a zgomotului dată de (11.2). În expresia 11.2 banda Δf este determinată de circuitul în care acționează sursa de zgomot.

Expresia 11.2 este valabilă până la frecvențe comparabile cu $1/\tau$, unde τ este timpul de trecere a purtătorilor prin regiunea golită. Pentru majoritatea dispozitivelor electronice utilizate curent τ este extrem de mic și ca urmare expresia 11.2 este exactă până la frecvențe de ordinul GHz. Densitatea spectrală a curentului de zgomot de alice în funcție de frecvență pentru o diodă este indicată în fig. 11.3; rezultatul s-a obținut presupunând că trecerea fiecărui purtător prin regiunea golită produce un impuls de curent dreptunghiular de lățime τ.

■ EXEMPLU

Să se calculeze zgomotul de alice corespunzător unui curent de 1 mA, care trece printr-o diodă, într-o bandă de 1 MHz.

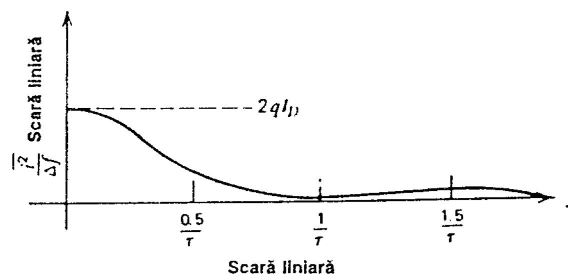


Fig. 11.3 Densitatea spectrală a zgomotului de alice într-o diodă caracterizată de un timp de tranzit τ (desenul nu este la scară).

Din 11.2 se obține

$$\overline{i^2} = 2\times 1{,}6\times 10^{-19}\times 10^{-3}\times 10^{6}\ \mathrm{A}^2 = 3{,}2\times 10^{-16}\ \mathrm{A}^2$$

deci

$$i = 1{,}8\times 10^{-8}\ \mathrm{A_{ef}}$$

unde i reprezintă valoarea medie eficace a curentului de zgomot. ■

Efectul zgomotului de alice se poate reprezenta în circuitul echivalent de semnal mic, de joasă frecvență al unei diode prin includerea în paralel cu dioda a unui generator de curent (vezi fig. 11.4). Deoarece acest semnal de zgomot are o fază aleatoare și este definit exclusiv în termeni de valoare pătratică medie, generatorul de zgomot din fig. 11.4 nu are polaritate. Deci săgeata de la sursa de curent din fig. 11.4 nu are de fapt semnificație, fiind inclusă numai pentru a putea identifica generatorul ca sursă de curent. Această procedură va fi utilizată în tot acest capitol în care ne ocupăm numai de generatoare de zgomot *independente*, având o fază aleatoare.

Curentul de zgomot produs prin mecanismul de zgomot de alice are o amplitudine care variază aleator în timp, specificarea acestei amplitudini fiind posibilă numai printr-o funcție de *densitate de probabilitate*. Se poată arăta că distribuția de amplitudine a zgomotului de alice este gaussiană. Dependența densității de probabilitate $p(I)$ a curentului prin diodă, în funcție de curentul prin diodă este indicată în fig. 11.5 (desenul nu este la scară). Probabilitatea ca valoarea curentului diodei să fie cuprinsă între I și $(I+\mathrm{d}I)$, pentru orice valoare a timpului, este dată de $p(I)\mathrm{d}I$. Dacă deviația standard a distribuției gaussiene este σ amplitudinea curentului prin diodă este cuprinsă în intervalul $I_D\pm\sigma$ pentru 68% din timp. Prin definiție, deoarece mărimea σ^2 este valoarea pătratică medie a mărimii $(I-I_D)$, din (11.1) rezultă

$$\sigma^2 = \overline{i^2}$$

care ținând cont de (11.2) devine:

$$\sigma = \sqrt{2qI_D\Delta f}\ . \tag{11.3}$$

Se observă că, teoretic, amplitudinea zgomotului poate avea valori pozitive sau negative care tind spre infinit. Totuși deoarece probabilitatea scade foarte repede odată cu creșterea amplitudinii ca limită efectivă pentru amplitudinea zgomotului se ia $\pm 3\sigma$. Amplitudinea semnalului de zgomot se află între aceste limite pentru 99,7 % din timp. (O scurtă descriere a distribuției gaussiene este dată în *Anexa A.3.1* a *Capitolului 3*).

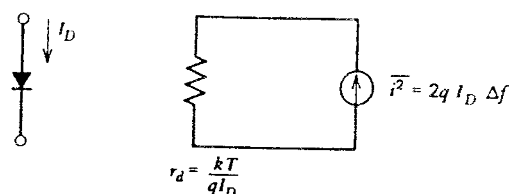


Fig. 11.4 Circuitul echivalent de semnal mic, care include zgomotul, pentru o diodă semiconductoare.

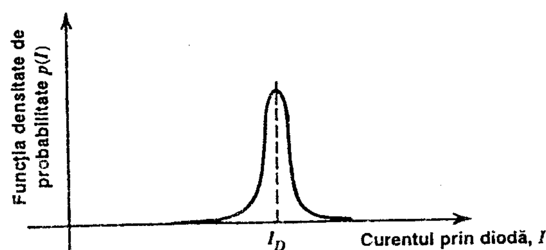


Fig. 11.5 Funcţia densitate de probabilitate pentru curentul prin diodă, I (desenul nu este la scară).

Este important de observat că o dependenţă de frecvenţă a zgomotului de forma aceleia indicate în fig. 11.3 este determinată de natura aleatoare a trecerii peste joncţiunea *pn* a golurilor şi electronilor. Pentru a justifica această observaţie să considerăm situaţia în care toţi purtătorii ar trece peste joncţiune în mod uniform, la intervale de timp egale. Deoarece fiecare purtător are o sarcină de $1,6 \times 10^{-19}$ C, un curent de 1 mA ar fi format din impulsuri de curent care se succed la un interval de $1,6 \times 10^{-16}$ s. Analiza Fourier a unei astfel de forme de undă conduce la spectrul din fig. 11.6, care indică o valoare medie (sau de curent continuu) I_D şi armonice care se plasează la multipli de $1/\Delta t$, unde Δt este perioada formei de undă, egală cu $1,6 \times 10^{-16}$ s. Deci frecvenţa primei armonice va fi 6×10^6 GHz, mult depărtată de gama de frecvenţe de lucru a dispozitivului. Rezultă că în gama normală de frecvenţe de lucru caracterul discontinuu al curgerii curentului *nu contribuie la zgomot.*

11.2.2 Zgomotul termic[1,3,5]

Zgomotul termic este generat printr-un mecanism complet diferit de acela al zgomotului de alice. În rezistoarele convenţionale el este determinat de mişcarea termică aleatoare a electronilor nefiind afectat de prezenţa sau absenţa unui curent continuu, deoarece viteza tipică pe care o capătă un electron care se mişcă într-un conductor sub influenţa câmpului electric este mult mai mică decât viteza sa termică. Deoarece această sursă de zgomot este datorată mişcării termice a electronilor, este de aşteptat ca ea să depindă de temperatura absolută T. Într-adevăr zgomotul termic este direct proporţional cu T (nu ca zgomotul de alice, care este *independent* de T); când T tinde spre zero zgomotul termic tinde şi el spre zero.

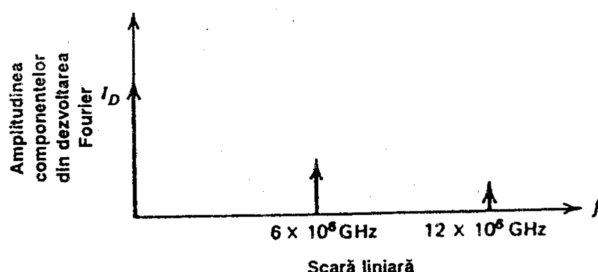


Fig. 11.6 Spectrul zgomotului de alice, în cazul în care se presupune o curgere uniformă a purtătorilor.

Se poate arăta că zgomotul termic într-un rezistor R se poate reprezenta printr-un generator de tensiune $\overline{v^2}$ conectat în serie cu rezistorul (vezi fig. 11.7*a*) sau printr-un generator de curent $\overline{i^2}$ conectat în paralel cu rezistorul (vezi fig. 11.7*b*).

Aceste două reprezentări sunt echivalente, valorile generatoarelor fiind date de următoarele expresii

$$\overline{v^2} = 4kTR\Delta f\,, \tag{11.4}$$

$$\overline{i^2} = 4kT\frac{1}{R}\Delta f \tag{11.5}$$

unde k este constanta lui Boltzmann. La temperatura camerei $4kT=1{,}66\times 10^{-20}$ VC.

Expresiile 11.4 şi 11.5 arată că densitatea spectrală a zgomotului este *independentă* de frecvenţă, fapt valabil pentru zgomotul termic până la frecvenţe de 10^{13} Hz; rezultă că şi zgomotul termic este o sursă de zgomot alb.

De observat că expresia 11.5 a generatorului echivalent Norton se poate obţine din expresia 11.4:

$$\overline{i^2} = \frac{\overline{v^2}}{R^2}\,. \tag{11.6}$$

Pentru zgomotul termic *o valoare util de ţinut minte* este valoarea densităţii sale spectrale, pentru cazul unei rezistenţe de 1 kΩ aflată la temperatura camerei (300 K), $\overline{v^2}/\Delta f \approx 16\times 10^{-18}$ V²/Hz. Ea se scrie în valori eficace ca $v \approx 4$ nV/$\sqrt{\text{Hz}}$ unde exprimarea nV/$\sqrt{\text{Hz}}$ este utilizată pentru a accentua faptul că valoarea medie efectivă a tensiunii de zgomot variază cu *rădăcina pătrată* a benzii de frecvenţă. O altă echivalenţă utilă este aceea dintre generatorul de curent de zgomot termic pentru a rezistenţă de 1 kΩ la temperatura camerei şi zgomotul de alice dat de un curent continuu de 50 μA.

Zgomotul termic descris anterior este un fenomen fizic fundamental prezent în *orice* rezistor liniar pasiv. Această categorie de rezistoare include rezistoarele convenţionale, rezistenţa de radiaţie a antenelor, difuzoarele, microfoanele. În cazul difuzoarelor şi microfoanelor sursa de zgomot o constituie mişcarea termică a moleculelor de aer. În cazul antenelor sursa de zgomot este dată de radiaţia de corp negru a obiectului spre care este îndreptată antena. În toate aceste cazuri (11.4) şi (11.5) dau valoarea pătratică medie a zgomotului.

Distribuţia de amplitudine a zgomotului termic este şi ea gaussiană. Deoarece atât zgomotul de alice cât şi zgomotul termic au un spectru de frecvenţe plat şi o distribuţie gaussiană a amplitudinii, îndată ce sunt introduse într-un circuit nu mai pot fi deosebite între ele.

Forma de undă a unui zgomot de alice sau a unui zgomot termic combinat cu un semnal sinusoidal care are aceeaşi putere ca şi zgomotul este dată în fig. 11.21.

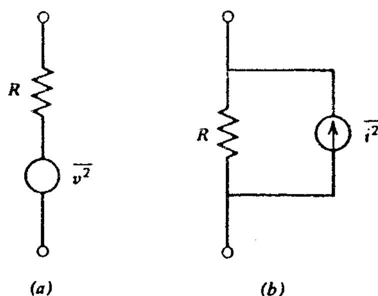


Fig. 11.7 Reprezentări echivalente ale zgomotului termic.

11.2.3 Zgomotul de licărire (zgomotul $1/f$)[6,7,8]

Zgomotul de licărire* este un tip de zgomot care se întâlneşte în toate dispozitivele active şi în unele componente pasive discrete cum ar fi, de exemplu, rezistoarele cu carbon. Provenienţa zgomotului de licărire este variată. În tranzistoarele bipolare zgomotul de licărire este determinat în principal de trapele, asociate diverşilor contaminanţi şi defectelor cristalului, existente în regiunea golită emitor-bază. Aceste trape captează şi eliberează purtătorii de sarcină în mod aleator. Valoarea constantelor de timp asociate procesului de captare şi eliberare a purtătorilor face ca zgomotul care ia naştere să aibă energia concentrată la frecvenţe joase.

Zgomotul de licărire este asociat întotdeauna cu trecerea unui curent continuu. Densitatea sa spectrală este de forma

$$\overline{i^2} = K_1 \frac{I^a}{f^b} \Delta f \tag{11.7}$$

unde

Δf este o bandă de valoare mică, centrată pe frecvenţa f,
I — curentul continuu,
K_1 — o constantă pentru un dispozitiv dat,
a — o constantă cu valoarea cuprinsă în intervalul 0,5—2,
b — o constantă cu valoarea aproximativ unitară.

Dacă în (11.7) $b=1$, densitatea spectrală a zgomotului are o dependenţă de frecvenţă de forma $1/f$ (după cum se prezintă în fig. 11.8), dependenţă care justifică de altfel şi cealaltă denumire utilizată pentru acest tip de zgomot: „zgomot $1/f$". Această dependenţă arată că zgomotul de licărire va avea efectul cel mai important la frecvenţe joase; totuşi în dispozitivele care au un nivel ridicat al zgomotului de licărire această sursă de zgomot poate să fie dominantă chiar până la frecvenţe de ordinul MHz.

Anterior s-a menţionat că zgomotul de licărire există numai în asociere cu trecerea unui curent continuu prin dispozitiv. Deci, de exemplu, într-un rezistor cu carbon, zgomotul de licărire va exista numai dacă prin rezistor trece un curent continuu (*zgomotul termic* există însă întotdeauna *nefiind afectat* de prezenţa curentului continuu, atât timp cât temperatura dispozitivului rămâne constantă). Rezultă că rezistoarele cu carbon se vor putea utiliza, ca elemente externe, în circuitele integrate de zgomot mic şi joasă frecvenţă cu condiţia ca prin ele să nu treacă un curent continuu. Dacă în aplicaţia respectivă de zgomot mic prin rezistoarele externe

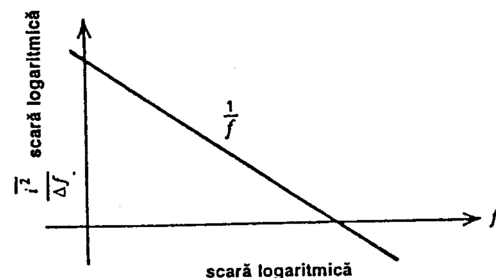


Fig. 11.8 Densitatea spectrală a zgomotului de licărire în funcţie de frecvenţă.

* *Flicker noise* în literatura de limbă engleză (n.t.).

trebuie să treacă un curent continuu se vor utiliza rezistoare cu strat metalic care nu au zgomot de licărire.

În secţiunile precedente din acest capitol am văzut că zgomotul de alice şi zgomotul termic au valori pătratice medii bine definite care se pot exprima în funcţie de intensitatea curentului continuu, respectiv de rezistenţă şi de un anumit număr de constante fizice bine cunoscute. Pentru zgomotul de licărire situaţia se schimbă: expresia 11.7 care dă valoarea sa medie pătratică conţine o constantă necunoscută K_1. Această constantă, în afară de faptul că variază cu ordine de mărime de la un tip de dispozitiv la altul, poate varia foarte mult şi pentru diferite exemplare de tranzistoare sau circuite integrate care provin din aceeaşi plachetă de siliciu şi care au parcurs acelaşi proces de fabricaţie. Această comportare se datorează dependenţei zgomotului de licărire de contaminare şi imperfecţiunile cristalului, factori care pot varia întâmplător chiar pe aceeaşi bucată de siliciu. Experimentările au arătat că, chiar în aceste condiţii, prezicerea parametrilor medii sau tipici pentru zgomotul de licărire al unor circuite integrate realizate printr-un proces dat este totuşi posibilă prin determinarea unei valori tipice pentru K_1 prin măsurători efectuate asupra unui număr mare de dispozitive realizate prin acelaşi proces[9]. O ultimă caracteristică de interes a zgomotului de licărire este distribuţia sa de amplitudine care, după cum arată şi măsurătorile, adeseori nu este gaussiană.

11.2.4 Zgomotul de explozie[7] („zgomot de floricele“)

Zgomotul de explozie* este un alt tip de zgomot de joasă frecvenţă întâlnit în circuitele integrate şi în tranzistoarele discrete. Originea acestui zgomot nu este pe deplin lămurită, deşi s-a arătat că el este legat de prezenţa contaminării cu ioni ai metalelor grele. Dispozitivele dopate cu aur prezintă un nivel foarte ridicat al zgomotului de explozie.

Vizualizarea cu osciloscopul a formei de undă a acestui tip de zgomot pune în evidenţă rafale de zgomot pe un număr de nivele discrete (două sau mai multe) după cum se indică în fig. 11.9, formă care îi explică de altfel şi numele. Frecvenţa de repetiţie a acestor impulsuri de zgomot este obicei în gama audio (câţiva kHz, sau mai puţin) şi produc, redate printr-un difuzor, un sunet ca o pocnitură. De aici a rezultat pentru acest tip de zgomot şi numele de „zgomot de floricele de porumb“ (*popcorn noise*).

Densitatea spectrală a zgomotului de explozie este de forma

$$\overline{i^2} = K_2 \frac{I^c}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \Delta f \qquad (11.8)$$

unde

K_2 este o constantă pentru un dispozitiv dat,
I — curentul continuu,
c — o constantă cu valoarea cuprinsă în domeniul 0,5—2,
f_c — o valoare particulară a frecvenţei pentru un proces dat.

---

* *Burst noise, popcorn noise* în literatura de limbă engleză. Alte denumiri folosite în româneşte, în afara celei de zgomot de explozie, sunt: zgomot în rafale, zgomot de tip salvă, zgomot de floricele (n.t.).

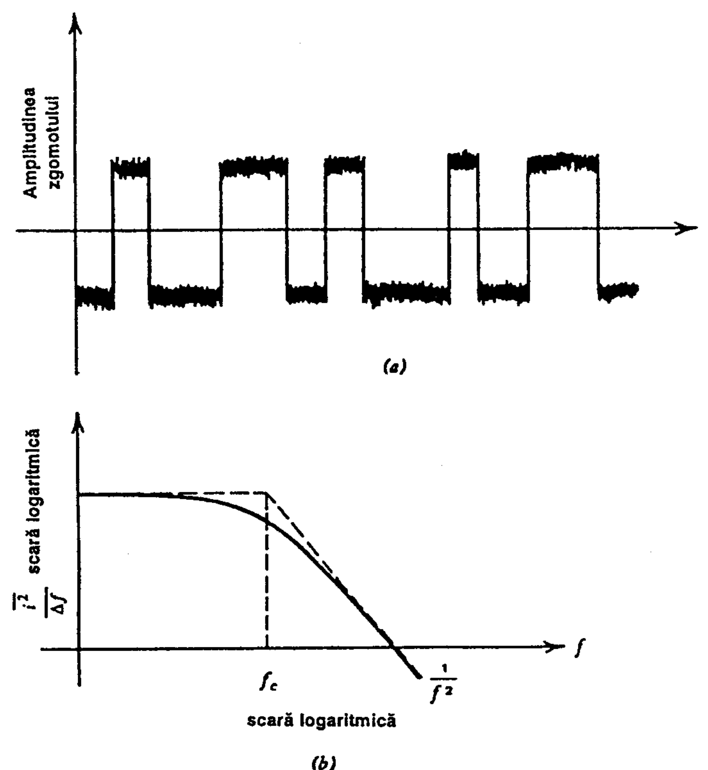


Fig. 11.9 (*a*) Forma de undă tipică a zgomotului de explozie. (*b*) Dependenţa de frecvenţă a densităţii spectrale a zgomotului de explozie.

Dependenţa de frecvenţă a densităţii spectrale este dată în fig. 11.9*b*, punându-se în evidenţă „cocoaşa" tipică ce constituie o caracteristică a zgomotului de explozie. La frecvenţe mai înalte spectrul zgomotului variază ca $1/f^2$. Procesele de zgomot de explozie se manifestă deseori cu constante de timp multiple, fapt care conduce la apariţia în spectru a unor „cocoaşe" multiple. De asemenea, deoarece în mod invariabil este prezent şi zgomotul de licărire, spectrul de zgomot de joasă frecvenţă compus apare de multe ori ca în fig. 11.10.

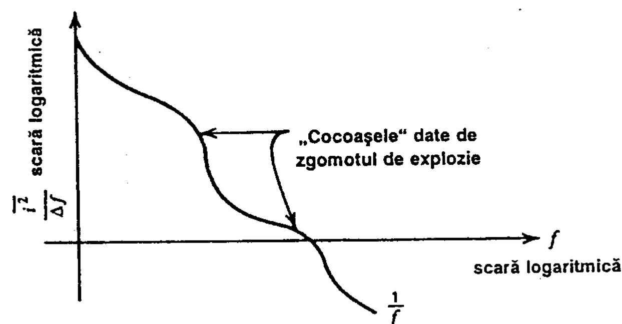


Fig. 11.10 Densitatea spectrală corespunzătoare combinării unor multiple surse de zgomot de explozie cu zgomotul de licărire.

La fel ca şi la zgomotul de licărire, factorul K_2 — pentru zgomotul de explozie — variază considerabil şi trebuie determinat experimental. De asemenea, distribuţia de amplitudine a zgomotului nu este gaussiană.

11.2.5 Zgomotul de avalanşă[10]

Zgomotul de avalanşă se produce prin străpungere Zener sau străpungere prin avalanşă a unei joncţiuni *pn*.

În cazul străpungerii prin avalanşă, golurile şi electronii pot căpăta în regiunea golită a joncţiunii *pn* polarizată invers suficientă energie pentru a crea prin ciocnirea cu atomii de siliciu noi perechi gol-electron. Acest proces este cumulativ, ducând la producerea unei serii aleatoare de vârfuri mari de zgomot. Zgomotul de avalanşă este întotdeauna asociat cu trecerea unui curent continuu, fiind mult mai mare, pentru aceeaşi valoare a curentului continuu, decât zgomotul de alice dat de (11.2), deoarece un singur purtător poate declanşa un proces de avalanşă care duce la producerea unei rafale de curent care conţine mulţi purtători ce se mişcă laolaltă. Zgomotul total este dat de suma unui număr de rafale aleatoare de acest tip.

Situaţia cea mai obişnuită în care se pune problema zgomotului de avalanşă este aceea în care în circuit se utilizează diode Zener. Aceste diode au zgomot de avalanşă; ca urmare utilizarea lor în circuitele de zgomot mic este în general evitată.

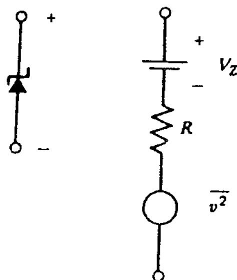


Fig. 11.11 Circuitul echivalent care include zgomotul pentru o diodă Zener.

Circuitul echivalent pentru o diodă Zener care include zgomotul, este dat în fig. 11.11. În acest circuit echivalent zgomotul este reprezentat prin generatorul de tensiune serie, $\overline{v^2}$. Sursa de curent continuu V_Z corespunde tensiunii de străpungere a diodei. Rezistenţa serie, R, are o valoare tipică de 10—100 Ω.

Valoarea generatorului $\overline{v^2}$ este greu de prezis, deoarece depinde de structura dispozitivului şi de uniformitatea cristalului de siliciu; o valoare tipică măsurată este de $\overline{v^2}/\Delta f \approx 10^{-14}$ V²/Hz pentru un curent continuu Zener prin diodă de 0,5 mA. De observat că această valoare corespunde zgomotului termic într-o rezistenţă de 600 Ω şi că acoperă complet zgomotul termic determinat de rezistenţa serie R.

Densitatea spectrală a zgomotului este aproximativ plată dar distribuţia de amplitudine nu este în general gaussiană.

11.3 MODELE CARE INCLUD ZGOMOTUL PENTRU COMPONENTELE DIN CIRCUITELE INTEGRATE

În secţiunea precedentă s-au descris diversele procese fizice care constituie surse de zgomot în circuitele electronice. În secţiunea de faţă toate aceste surse de zgomot sunt adunate la un loc pentru a se forma circuitele echivalente de semnal mic — care includ şi zgomotul — pentru diode, tranzistoare bipolare şi tranzistoare cu efect de câmp.

11.3.1 Dioda semiconductoare

Circuitul echivalent al unei diode semiconductoare a fost descris pe scurt atunci când s-a discutat zgomotul de alice. Circuitul echivalent din fig. 11.4 poate fi completat prin adăugarea rezistenței serie r_s (vezi fig. 11.12). Deoarece r_s este un rezistor „fizic" determinat de rezistivitatea siliciului, el va introduce un zgomot termic modelat prin generatorul $\overline{v_s^2}$.

S-a determinat experimental că zgomotul de licărire existent poate fi reprezentat de un generator de curent în paralel pe r_d. Este convenabil ca acest generator să fie combinat cu generatorul de zgomot de alice, obținându-se

$$\overline{v_s^2} = 4kTr_s\Delta f \,, \tag{11.9}$$

$$\overline{i^2} = 2qI_D\Delta f + K\frac{I_D^a}{f}\Delta f \,. \tag{11.10}$$

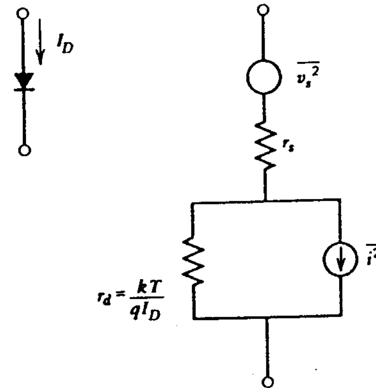


Fig. 11.12 Circuitul echivalent de semnal mic complet, care include sursele de zgomot, pentru o diodă.

11.3.2 Tranzistorul bipolar[11]

Într-un tranzistor bipolar care funcționează în regiunea activă directă purtătorii minoritari traversează regiunea bazei prin difuzie și drift (antrenare de către câmpul electric) și sunt colectați de joncțiunea bază-colector. Intrând în regiunea golită colector-bază purtătorii minoritari sunt accelerați spre colector de câmpul existent în această regiune. Momentul în care purtătorii sosesc la joncțiunea colector-bază este pur aleator; deci curentul de colector al tranzistorului este compus de fapt dintr-o serie de pulsuri de curent aleatoare. Ca urmare zgomotul curentului de colector, I_C, va fi *integral* de tipul *zgomot de alice*, de forma (11.2). În circuitul echivalent din fig. 11.13 acest zgomot este reprezentat de generatorul de curent de zgomot de alice $\overline{i_c^2}$ plasat între colector și emitor.

Curentul de bază I_B este determinat de recombinarea în bază, de recombinarea în regiunea golită a joncțiunii bază-emitor și de rejecția de purtători din bază în emitor. Toate aceste fenomene sunt aleatoare și independente între ele; prin urmare și curentul I_B va fi caracterizat *integral* de un zgomot de tip *zgomot de alice*. În fig. 11.13 zgomotul corespunzător curentului de bază este reprezentat de generatorul de curent de zgomot de alice, $\overline{i_b^2}$.

Rezistorul de bază al tranzistorului, r_b, este un rezistor fizic, deci are zgomot termic. Rezistorul serie al colectorului, r_c, are de asemenea un zgomot termic, dar fiind plasată în serie cu nodul de mare impedanță al colectorului, acest zgomot este neglijabil, nemaifiind inclus deobicei în model. De observat că rezistențele r_π și r_o din circuitul echivalent sunt *convenționale* (sunt un rezultat exclusiv al modelării) așa că ele *nu* prezintă un zgomot termic.

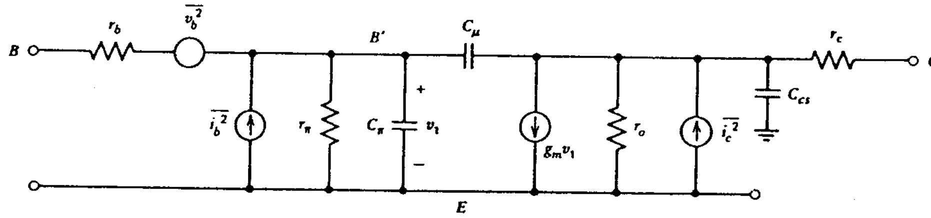


Fig. 11.13 Circuitul echivalent de semnal mic, complet, care include sursele de zgomot pentru un tranzistor bipolar.

S-a găsit experimental că zgomotul de licărire şi zgomotul de explozie pentru un tranzistor bipolar pot fi reprezentate prin generatoare de curent plasate în paralel cu joncţiunea bază-emitor. Este convenabil ca toate aceste generatoare să fie combinate cu generatorul de zgomot de alice într-un singur generator $\overline{i_b^2}$. S-a găsit că zgomotul de avalanşă în tranzistoarele bipolare este neglijabil dacă tensiunea V_{CE} este menţinută cel puţin cu 5 V sub tensiunea de străpungere BV_{CEO}; această sursă de zgomot va fi neglijată în calculele care vor urma.

Circuitul echivalent de semnal mic, integral — care include şi zgomotul, pentru un tranzistor bipolar este indicat în fig. 11.13. Toate sursele de zgomot sunt *independente* una de alta — deoarece sunt generate de procese fizice separate şi independente — având valorile pătratice medii:

$$\overline{v_b^2} = 4kTr_b\Delta f, \tag{11.11}$$

$$\overline{i_c^2} = 2qI_C\Delta f, \tag{11.12}$$

$$\overline{i_b^2} = 2qI_B\Delta f + K_1\frac{I_B^a}{f}\Delta f + K_2\frac{I_B^c}{1+\left(\dfrac{f}{f_c}\right)^2}\Delta f. \tag{11.13}$$

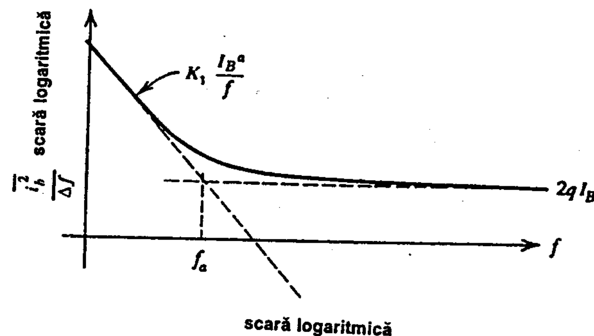


Fig. 11.14 Densitatea spectrală a generatorului de zgomot corespunzător curentului de bază pentru un tranzistor bipolar.

În (11.13) primul termen corespunde zgomotului de alice, al doilea zgomotului de licărire şi al treilea zgomotului de explozie.

Acest circuit este valabil atât pentru tranzistoare *npn* cât şi pentru tranzistoare *pnp* (în relaţiile anterioare, în cazul tranzistoarelor *pnp* pentru curenţii I_B şi I_C se va înlocui numai mărimea lor, ignorându-se semnul lor).

Spectrul de zgomot al curentului de bază se deduce din (11.13). Se obţine aspectul din fig. 11.14 în care pentru simplitate s-a neglijat zgomotul de explozie. Asimptotele care corespund zgomotului de licărire şi zgomotul de alice se întâlnesc la o frecvenţă f_a denumită *frecvenţa de frângere* (*de colţ*) a zgomotului de licărire. În unele tranzistoare care se realizează printr-o fabricaţie îngrijită frecvenţa f_a poate coborî până la 100 Hz. În alte tranzistoare f_a poate atinge şi 10 MHz.

11.3.3 Tranzistorul cu efect de câmp[12,13]

Structura tranzistorului cu efect de câmp (TEC) a fost descrisă în *Capitolul 1*. S-a arătat că tensiunea grilă-sursă modulează canalul rezistiv care leagă sursa cu drena; în acest fel curentul de drenă este controlat de tensiunea grilă-sursă. Deoarece materialul canalului este *rezistiv* el va avea un *zgomot termic* care constituie sursa majoră de zgomot în TEC (atât pentru acelea cu grilă-joncţiune, TECJ, cât şi pentru acelea cu grilă izolată, TECMOS). Se poate arăta că acest zgomot se poate reprezenta printr-un generator de curent de zgomot, $\overline{i_d^2}$, plasat în circuitul echivalent de semnal mic din fig. 11.15 între nodul drenei şi nodul sursei. De asemenea, după cum s-a determinat experimental, şi zgomotul de licărire se poate reprezenta printr-un generator de curent plasat între drenă şi sursă. Aceste două generatoare se pot contopi într-un singur generator de zgomot $\overline{i_d^2}$. Altă sursă de zgomot în TEC o constituie zgomotul de alice generat de curentul rezidual de grilă, reprezentat în fig. 11.15 de către generatorul $\overline{i_g^2}$. În mod obişnuit acest zgomot este foarte mic. El devine semnificativ numai atunci când impedanţa sursei de semnal conectată la grilă este foarte mare. Generatoarele din fig. 11.15 sunt *toate independente* şi au valorile

$$\overline{i_g^2} = 2qI_G\Delta f\,, \qquad (11.14)$$

$$\overline{i_d^2} = 4kT\left[\frac{2}{3}g_m\right]\Delta f + K\frac{I_D^a}{f}\Delta f \qquad (11.15)$$

unde

I_G este curentul rezidual de grilă,
I_D — curentul de drenă din punctul static de funcţionare,
K — o constantă pentru un dispozitiv dat,
a — o constantă cu valoarea cuprinsă între 0,5 şi 2,
g_m — transconductanţa tranzistorului în punctul static de funcţionare,

iar în (11.15) primul termen corespunde zgomotului termic iar al doilea zgomotului de licărire.

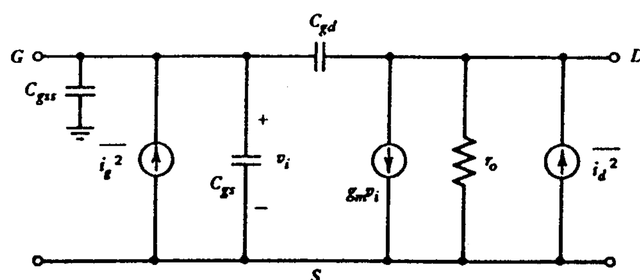


Fig. 11.15 Circuitul echivalent de semnal mic al TEC, care include şi sursele de zgomot.

11.3.4 Rezistoare

Rezistoarele monolitice sau cu straturi subţiri au zgomot termic, dat de expresiile 11.4 şi 11.5, a cărui reprezentare în circuit se face ca în fig. 11.7. După cum s-a menţionat în *Secţiunea 11.2.3* rezistoarele discrete cu carbon au şi un zgomot de licărire, de care trebuie să se ţină seama în cazul utilizării lor drept componente externe circuitului integrat.

11.3.5 Capacitoare şi inductoare

Capacitoarele sunt componente întâlnite curent în circuitele integrate, fie că apar ca elemente parazite nedorite fie ca elemente introduse cu un scop bine determinat. În general inductoarele nu se pot realiza pe cipul din siliciu, dar sunt utilizate uneori ca elemente externe, în particular în circuitele pentru comunicaţii. În capacitoarele şi inductoarele *ideale nu există nici o sursă de zgomot*. În practică, componentele reale au rezistenţe parazite care *prezintă* un zgomot termic, dat de relaţiile 11.4 şi 11.5. În cazul capacitoarelor din circuitele integrate rezistenţele parazite în serie cu capacitorul sunt de obicei de valoare mică. Rezistenţele parazite ale inductanţei se pot modela fie prin elemente serie fie prin elemente paralel.

11.4 CALCULUL ZGOMOTULUI ÎN CIRCUITE[14,15]

Determinarea performanţelor de zgomot ale unui circuit se realizează prin utilizarea pentru dispozitive a circuitelor echivalente, care includ zgomotul, deduse în secţiunea precedentă. Totuşi, mai întâi, trebuie stabilite metodele de calcul al circuitelor în care sursele de semnal sunt constituite de generatoarele de zgomot.

Fie o sursă de curent de zgomot cu valoarea pătratică medie

$$\overline{i^2} = S(f)\Delta f \qquad (11.16)$$

unde $S(f)$ este *densitatea spectrală a zgomotului*. Dependenţa de frecvenţă a densităţii $S(f)$ din fig. 11.16*a* este dată pentru cazul unui generator arbitrar de zgomot. Într-o bandă mică Δf valoarea pătratică medie a curentului de zgomot este dată de (11.16), având valoarea eficace

$$i = \sqrt{S(f)\Delta f}\ . \qquad (11.17)$$

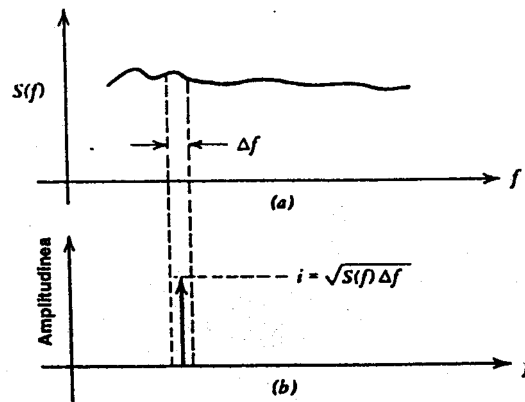


Fig. 11.16 Reprezentarea zgomotului într-o bandă Δf, printr-o sinusoidă echivalentă având aceeaşi valoare eficace.

Curentul de zgomot în banda Δf poate fi reprezentat aproximativ[14] printr-un generator sinusoidal cu o valoare efectivă i (vezi fig. 11.16*b*). Dacă acum se aplică, ca semnal de intrare, curentul de zgomot în banda Δf, efectul său se poate calcula prin înlocuirea cu generatorul sinusoidal, analiza de circuit realizându-se apoi în modalitatea obişnuită. Odată ce s-a calculat răspunsul circuitului la excitaţia sinusoidală, valoarea pătratică medie a sinusoidei de la ieşire conduce la o valoare pătratică medie a zgomotului la ieşire într-o bandă Δf. *Ca urmare calculul de zgomot al unei reţele se reduce la calculele cu care suntem obişnuiţi, de analiză în regim armonic a circuitului.* Apare totuşi o singură diferenţă în cazul în care — aşa cum se întâmplă de obicei în cazurile concrete — la intrare se aplică mai multe surse de zgomot. Şi în acest caz fiecare sursă de zgomot va fi reprezentată de un generator sinusoidal a cărui contribuţie la ieşire se calculează separat, dar valoarea pătratică medie a zgomotului total la ieşire într-o bandă Δf se calculează făcând *suma valorilor pătratice medii* date de fiecare generator sinusoidal. După cum se va arăta în continuare valabilitatea acestui regim algoritm depinde de realizarea condiţiei ca sursele de zgomot originale să fie *independente*. Această cerinţă este satisfăcută întotdeauna dacă este vorba de circuitele echivalente de zgomot deduse în secţiunea anterioară, deoarece toate sursele de zgomot sunt independente provenind din mecanisme fizice independente.

Să considerăm, ca exemplu, două rezistoare R_1 şi R_2 conectate în serie ca în fig. 11.17 care au generatoarele de zgomot

$$\overline{v_1^2} = 4kTR_1\Delta f\,, \tag{11.18}$$

$$\overline{v_2^2} = 4kTR_2\Delta f\,. \tag{11.19}$$

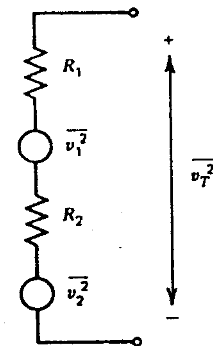


Fig. 11.17 Circuit pentru calculul zgomotului total produs de două rezistenţe aşezate în serie.

Pentru a calcula valoarea pătratică medie $\overline{v_T^2}$ a tensiunii de zgomot produsă de cele două rezistoare în serie, fie $v_T(t)$ valoarea instantanee a zgomotului total şi $v_1(t)$, $v_2(t)$ valorile instantanee ale generatoarelor individuale.

Rezultă

$$v_T(t) = v_1(t) + v_2(t) \tag{11.20}$$

şi deci

$$\overline{v_T(t)^2} = \overline{[v_1(t) + v_2(t)]^2} = \overline{v_1(t)^2} + \overline{v_2(t)^2} + \overline{2v_1(t)v_2(t)}\,. \tag{11.21}$$

Deoarece generatoarele de zgomot $v_1(t)$ şi $v_2(t)$ provin din rezistoare separate, ele trebuie să fie *independente*. Deci valoarea *medie* a produsului lor, $\overline{v_1(t)\,v_2(t)}$, va fi nulă, (11.21) devenind

$$\overline{v_T^2} = \overline{v_1^2} + \overline{v_2^2}\,. \tag{11.22}$$

Rezultă că valoarea pătratică medie a sumei unui număr de generatoare de zgomot independente este egală cu suma valorilor pătratice medii ale fiecărui generator. Înlocuind (11.18) şi (11.19) în (11.22) se obţine

$$\overline{v_T^2} = 4kT(R_1 + R_2)\Delta f\,. \tag{11.23}$$

Expresia 11.23 este chiar valoarea care se obţine pentru zgomotul termic într-un rezistor (R_1+R_2) prin utilizarea relaţiei 11.4, rezultatele obţinute fiind deci consistente. Deasemenea aceste rezultate sunt consistente şi dacă se lucrează cu reprezentarea generatoarelor prin generatoare sinusoidale *independente*, descrisă anterior. Este uşor de arătat că, atunci când două sau mai multe astfel de generatoare sunt conectate în serie, valoarea pătratică medie a tensiunii totale este egală cu suma valorilor pătratice medii individuale.

În calculele de până acum s-au considerat două generatoare de tensiune de zgomot conectate în serie. La fel se poate arăta că rezultatele asemănătoare se obţin şi pentru surse de *curent* de zgomot independente puse în *paralel*. Valoarea pătratică medie a surselor de curent de zgomot independente puse în paralel este egală cu suma valorilor pătratice medii individuale. Acest rezultat a fost presupus în mod tacit în modelarea din *Secţiunea 11.3* unde, de exemplu, cele trei generatoare de curent de zgomot independente (de alice, de licărire şi de explozie) ale unui tranzistor bipolar au fost combinate într-un singur generator de curent de zgomot bază-emitor.

11.4.1 Performanţele de zgomot ale tranzistorului bipolar

În calitate de exemplu pentru modul de lucru cu generatoarele de zgomot în calculele de circuit, să considerăm performanţele de zgomot ale unui etaj de amplificare cu tranzistor a cărui schemă de curent alternativ este indicată în fig. 11.18*a*. Circuitul echivalent de semnal mic, care include şi zgomotul, este dat în fig. 11.18*b*. (Trebuie subliniat faptul că în calculele de zgomot, circuitul echivalent trebuie să utilizeze configuraţia reală a circuitului analizat. Aceasta înseamnă, de exemplu, că circuitul din fig. 11.18*a* nu poate fi utilizat în calculele de zgomot ca o reprezentare a semicircuitului corespunzător unei perechi diferenţiale, deoarece la tensiunea de zgomot de la ieşire contribuie sursele de zgomot din fiecare jumătate a perechii diferenţiale).

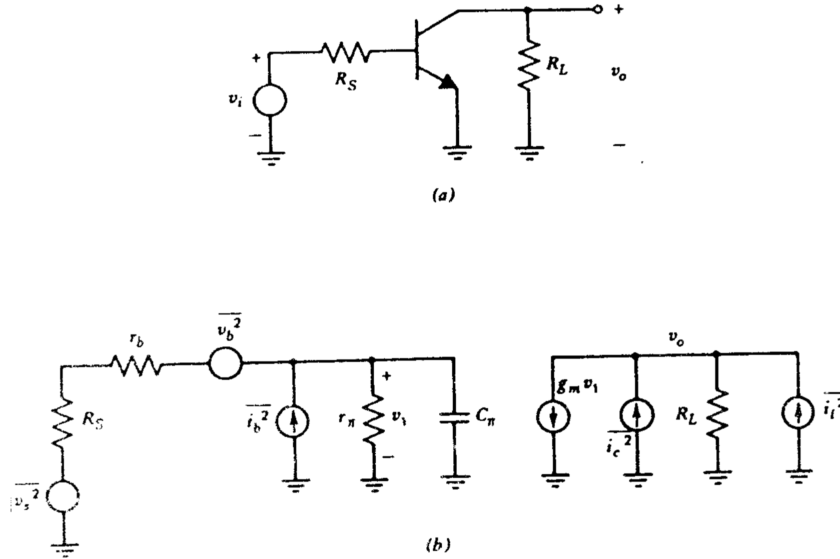


Fig. 11.18 *(a)* Schema de curent alternativ a unui amplificator cu tranzistor. *(b)* Circuitul echivalent de semnal mic care include sursele de zgomot.

În circuitul echivalent din fig. 11.18*b*, semnalul de intrare extern v_i a fost ignorat astfel că semnalul de la ieşire v_o se datorează numai generatoarelor de zgomot. Capacitatea C_μ se presupune mică şi se neglijează. De asemenea se neglijează şi rezistenţa de ieşire r_o. Generatoarele de zgomot ale tranzistorului sunt acelea descrise mai înainte.

În plus generatoarele de zgomot corespunzătoare rezistorului sursei şi rezistorului de sarcină sunt:

$$\overline{v_s^2} = 4kTR_S\Delta f\,, \tag{11.24}$$

$$\overline{i_l^2} = 4kT\frac{1}{R_L}\Delta f\,. \tag{11.25}$$

Zgomotul total la ieşire se va determina considerând separat fiecare sursă de zgomot: calculul se face apoi *ca şi cum* fiecare sursă de zgomot ar fi o sursă sinusoidală având valoarea medie efectivă egală cu aceea a sursei de zgomot considerate.

Să considerăm pentru început generatorul v_s, dat de rezistenţa R_S. Evident

$$v_1 = \frac{Z}{Z + r_b + R_s}v_s \tag{11.26}$$

unde

$$Z = r_\pi \,\|\, \frac{1}{j\omega C}\,. \tag{11.27}$$

Tensiunea de zgomot la ieşire dată de v_s este

$$v_{o1} = -g_m R_L v_1\,. \tag{11.28}$$

Înlocuind (11.26) în (11.28) se obține

$$v_{o1} = -g_m R_L \frac{Z}{Z + r_b + R_s} v_s \,. \tag{11.29}$$

Informația de fază conținută în (11.29) este irelevantă deoarece semnalul de zgomot are o fază aleatoare; singura mărime de interes este valoarea pătratică medie a tensiunii de ieșire produsă de v_s, care rezultă din (11.29):

$$\overline{v_{o1}^2} = g_m^2 R_L^2 \frac{|Z|^2}{|Z + r_b + R_s|^2} \overline{v_s^2} \,. \tag{11.30}$$

Prin calcule similare se poate arăta ușor că tensiunea de zgomot la ieșire produsă de $\overline{v_b^2}$ și $\overline{i_b^2}$ este

$$\overline{v_{o2}^2} = g_m^2 R_L^2 \frac{|Z|^2}{|Z + r_b + R_s|^2} \overline{v_b^2} \,, \tag{11.31}$$

$$\overline{v_{o3}^2} = g_m^2 R_L^2 \frac{(R_s + r_b)^2 |Z|^2}{|Z + r_b + R_s|^2} \overline{i_b^2} \,, \tag{11.32}$$

Zgomotul la ieșire dat de $\overline{i_l^2}$ și $\overline{i_b^2}$ este

$$\overline{v_{o4}^2} = \overline{i_l^2} R_L^2 \,, \tag{11.33}$$

$$\overline{v_{o5}^2} = \overline{i_c^2} R_L^2 \,. \tag{11.34}$$

Deoarece toate cele cinci generatoare de zgomot sunt *independente* zgomotul total la ieșire va fi dat de:

$$\overline{v_o^2} = \sum_{n=1}^{5} \overline{v_{on}^2} \tag{11.35}$$

$$= g_m^2 R_L^2 \frac{|Z|^2}{|Z + r_b + R_s|^2} [\overline{v_s^2} + \overline{v_b^2} + (R_S + r_b)^2 \overline{i_b^2}] + R_L^2 (\overline{i_l^2} + \overline{i_c^2}) \,. \tag{11.36}$$

Înlocuind expresiile pentru generatoarele de zgomot se obține

$$\frac{\overline{v_o^2}}{\Delta f} = g_m^2 R_L^2 \frac{|Z|^2}{|Z + r_b + R_s|^2} [4kT(R_S + r_b) + (R_S + r_b)^2 2qI_B] + R_L^2 (4kT \frac{1}{R_L} + 2qI_C) \,. \tag{11.37}$$

unde zgomotul de licărire s-a presupus mic și s-a neglijat.

Înlocuind pe Z dat de (11.27) în (11.37) se găseşte

$$\frac{\overline{v_o^2}}{\Delta f} = g_m^2 R_L^2 \frac{r_\pi^2}{(r_\pi + r_b + R_s)^2} \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} [4kT(R_S + r_b) + (R_S + r_b)^2 2qI_B] + R_L^2 (4kT\frac{1}{R_L} + 2qI_C) , \tag{11.38}$$

unde

$$f_1 = \frac{1}{2\pi [r_\pi \| (R_S + r_b)] C_\pi} . \tag{11.39}$$

Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la ieşire dată de (11.38) are o parte dependentă de frecvenţă şi o parte constantă.

Dependenţa de frecvenţă provine din faptul că amplificarea etajului începe să scadă pentru frecvenţe mai mari decât f_1; ca urmare scad şi zgomotele date de generatoarele $\overline{v_s^2}, \overline{v_b^2}$ şi $\overline{i_b^2}$ care apar amplificate la ieşire. Termenul constant în (11.38) este datorat generatoarelor de zgomot $\overline{i_l^2}$ şi $\overline{i_c^2}$. Trebuie observat că şi contribuţia acestor generatoare ar fi fost dependentă de frecvenţă dacă nu s-ar fi neglijat efectul capacităţii C_μ.

Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot dată de expresia 11.38 are forma reprezentată în fig. 11.19.

■ EXEMPLU

Pentru a avea o imagine a ordinelor de mărime implicate, mărimilor din (11.38) li se vor atribui valori specifice şi se va evalua valoarea diverşilor termeni din expresia 11.38. Se va presupune că: I_C=100 μA, β=100, r_b=200 Ω, R_S=500 Ω, C_π=10 pF şi R_L=5 kΩ. Înlocuind aceste valori în (11.38) şi utilizând valoarea $4kT$=1,66×10^{-20} VC se obţine

$$\frac{\overline{v_o^2}}{\Delta f} = \left[5{,}82\times10^{-18} \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} (700 + 9{,}4) + 1{,}66\times10^{-20}(5000 + 48080)\right] \mathrm{V^2/Hz} = \frac{4{,}13\times10^{-15}}{1 + \left(\frac{f}{f_1}\right)^2} + 0{,}88\times10^{-15}\ \mathrm{V^2/Hz} . \tag{11.40}$$

Din relaţia (11.39) rezultă

$$f_1 = 23{,}3\ \mathrm{MHz} . \tag{11.41}$$

Expresia 11.40 arată că densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la ieşire are o valoare de 5,0×10^{-15} V^2/Hz la frecvenţe joase şi scade la 0,88×10^{-15}V^2/Hz la frecvenţe înalte.

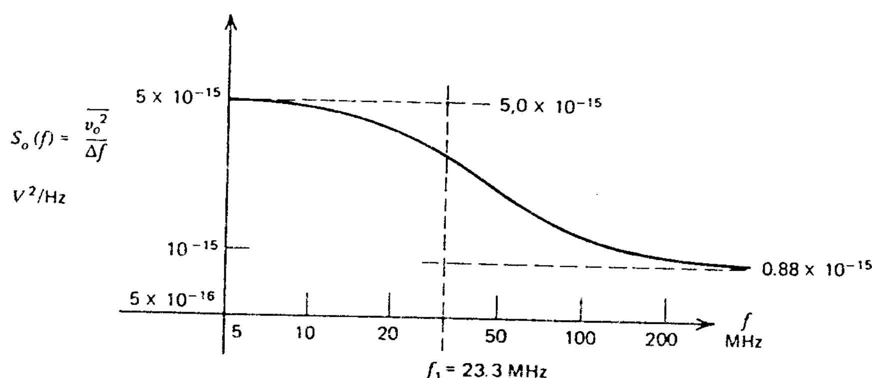


Fig. 11.19 Spectrul tensiunii de zgomot la ieşirea circuitului din fig. 11.18.

În acest caz o contribuţie majoră la zgomotul de la ieşire o are rezistenţa sursei de semnal R_s, urmată de rezistenţa de bază a tranzistorului. Spectrul de zgomot dat de (11.40) este trasat grafic în fig. 11.19.

■ EXEMPLU

Să presupunem că amplificatorul din exemplul anterior este urmat de încă un etaj care limitează banda la 1 MHz, cu o tăiere netă. Deoarece spectrul de zgomot începe să scadă semnificativ numai după $f_1 = 23{,}3$ MHz (vezi fig. 11.19), el se va presupune constant în banda 0—1 MHz, având o valoare de $5{,}0 \times 10^{-15}$ V²/Hz. Ca urmare zgomotul *total* la ieşirea circuitului din fig. 11.18*a* într-o bandă de 1 MHz este

$$\overline{v_{oT}^2} = 5{,}0 \times 10^{-15} \times 10^6 \text{ V}^2 = 5{,}0 \times 10^{-9} \text{ V}^2$$

deci

$$v_{oT} = 71 \ \mu\text{V}_{ef} \ . \tag{11.42}$$

■

Să presupunem acum că amplificatorul din fig. 11.18*a* *nu* este urmat de alte etaje care limitează banda ci este legat direct la un detector de bandă largă (acesta poate fi un osciloscop sau un voltmetru). Pentru a găsi în acest caz tensiunea de zgomot totală la ieşire, trebuie să facem suma contribuţiilor la ieşire date de fiecare bandă Δf. Această sumă se reduce la o *integrare*, pe toată lărgimea de bandă a detectorului, a curbei de densitate spectrală a tensiunii de zgomot din fig. 11.19.

De exemplu, dacă detectorul are o bandă de 0—50 MHz, cu o tăiere netă, zgomotul total la ieşire va fi

$$\overline{v_{oT}^2} = \sum_{f=0}^{50\times 10^6} S_o(f)\Delta f = \int_{f=0}^{50\times 10^6} S_o(f)\,\mathrm{d}f \tag{11.43}$$

unde

$$S_o(f) = \frac{\overline{v_o^2}}{\Delta f} . \tag{11.44}$$

este densitatea spectrală a zgomotului definită de (11.40). În practică se utilizează adeseori metode aproximative deoarece evaluarea exactă a unor astfel de integrale este de multe ori dificilă. De observat că în cazul în care integrarea expresiei 11.43 se realizează grafic, în reprezentarea densității spectrale a zgomotului în funcție de frecvență trebuie utilizate *scări liniare*.

11.4.2 Zgomotul echivalent la intrare şi semnalul minim detectabil

În secțiunea precedentă s-a calculat zgomotul produs de circuitul din fig. 11.18. Semnificația performanțelor de zgomot ale unui circuit este dată de fapt de limitarea pe care zgomotul o impune asupra valorii celei mai mici a semnalului care mai poate fi acceptată fără ca zgomotul să degradeze calitatea semnalului de la ieşire. Din acest motiv funcționarea în condițiile în care se ține seama de zgomot se exprimă în mod uzual în termenii unui *semnal de zgomot echivalent la intrare*, care dă la ieşire acelaşi zgomot ca şi circuitul în discuție. În acest fel zgomotul echivalent la intrare se poate compara direct cu semnalele aplicate, efectul zgomotului asupra acestor semnale fiind apoi uşor de determinat. În acest scop circuitul din fig. 11.18 se reprezintă ca în fig. 11.20 unde $\overline{v_{iN}^2}$ este un generator de tensiune de zgomot la intrare, care produce la ieşire acelaşi zgomot ca acela dat de toate generatoarele de zgomot existente inițial în schemă. Toate celelalte surse de zgomot din fig. 11.20 se consideră acum îndepărtate. Utilizând acelaşi circuit echivalent ca acela din fig. 11.18*b*, pentru zgomotul de la ieşire se obține în conformitate cu circuitul din fig. 11.20:

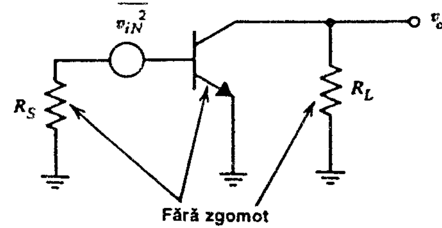


Fig. 11.20 Reprezentarea performanțelor de zgomot ale unui circuit printr-o tensiune de zgomot echivalentă la intrare.

$$\overline{v_o^2} = g_m^2 R_L^2 \frac{|Z|^2}{|Z + r_b + R_s|^2} \overline{v_{iN}^2} . \tag{11.45}$$

Dacă această expresie a zgomotului se identifică cu $\overline{v_o^2}$ din (11.37) tensiunea de zgomot echivalentă la intrare se poate exprima astfel

$$\begin{aligned} \frac{\overline{v_{iN}^2}}{\Delta f} &= 4kT(R_S + r_b) + (R_S + r_b)^2 2qI_B \\ &+ \frac{1}{g_m^2 R_L^2} \frac{|Z + r_b + R_s|^2}{|Z|^2} R_L^2 (4kT\frac{1}{R_L} + 2qI_C) . \end{aligned} \tag{11.46}$$

Se observă că densitatea spectrală a zgomotului dată de (11.46) *crește* la frecvențe înalte, din cauza variației mărimii $|Z|$ cu frecvența. Această creștere se datorează faptului că pe măsură ce câștigul circuitului *scade* odată cu creșterea frecvenței, generatoarele de zgomot de la ieșire $\overline{i_o^2}$ și $\overline{i_i^2}$ au un efect tot mai important, deoarece sunt referite la intrare.

■ EXEMPLU

Să se calculeze tensiunea de zgomot *totală* la intrare, $\overline{v_{iNT}^2}$, pentru circuitul din fig. 11.18, într-o bandă de 0—1 MHz.

Tensiunea de zgomot totală la intrare se poate calcula folosind expresia 11.46 dedusă anterior. Deoarece tensiunea totală de zgomot de la ieșire $\overline{v_{oT}^2}$ a fost deja calculată este posibil de folosit și următoarea alternativă: $\overline{v_{iNT}^2}$ (într-o bandă de 1 MHz) se calculează împărțind $\overline{v_{oT}^2}$ prin pătratul câștigului în tensiune al circuitului. Câștigul în tensiune de semnal mic, la joasă frecvență, A_v, al circuitului din fig. 11.18 este dat de

$$A_v = \frac{r_\pi}{r_b + r_\pi + R_S} g_m R_L \ .$$

Înlocuind valorile specificate anterior se obține

$$A_v = \frac{26000}{200 + 26000 + 500} \frac{5000}{260} = 18,7 \ .$$

Deoarece până la 1 MHz spectrul de zgomot este plat, pentru calculul mărimii $\overline{v_{iNT}^2}$ se va utiliza valoarea de la joasă frecvență a câștigului:

$$\overline{v_{iNT}^2} = \frac{\overline{v_{oT}^2}}{A_v^2} = \frac{5 \times 10^{-9}}{18,7^2} \ \mathrm{V}^2 = 14,3 \times 10^{-12} \ \mathrm{V}^2 \ .$$

Rezultă

$$v_{iNT} = 3,78 \ \mu\mathrm{V}_{ef} \ .$$

■

Exemplul anterior arată că, într-o bandă de la 0 la 1 MHz, zgomotul *apare ca și cum ar fi produs* de o sursă de tensiune de zgomot de 3,78 $\mu\mathrm{V}_{ef}$ plasată în serie cu intrarea. Această tensiune de zgomot se poate utiliza pentru a estima valoarea cea mai mică a semnalului pe care circuitul mai poate să o amplifice efectiv, denumită uneori *semnalul minim detectabil* (SMD). Valoarea sa depinde puternic de natura semnalului și de aplicația concretă. Dacă nu se folosesc tehnici speciale de filtrare sau de codare, SMD poate fi luat egal cu tensiunea de zgomot echivalentă la intrare, în banda de trecere a amplificatorului. Deci, în cazul din exemplul anterior

$$\mathrm{SMD} = 3,78 \ \mu\mathrm{V}_{ef} \ .$$

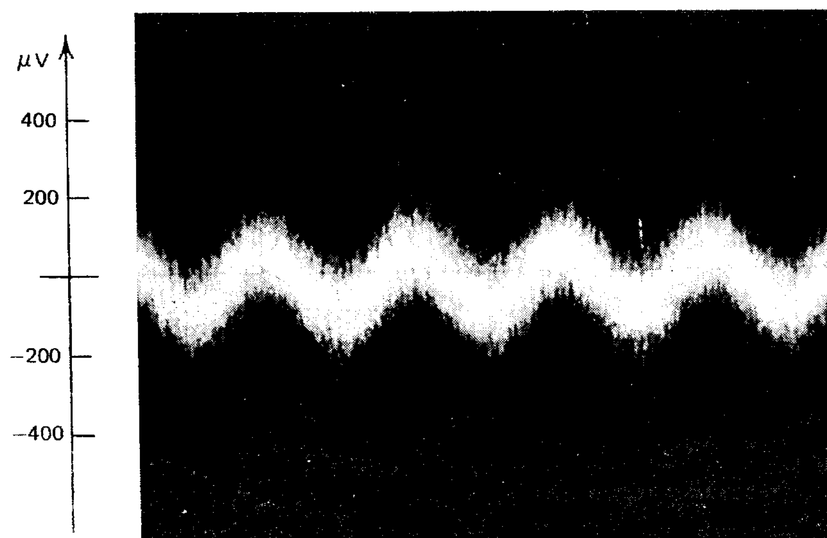


Fig. 11.21 Forma de undă a tensiunii de la ieşirea circuitului din fig. 11.18. La intrare se aplică un semnal sinusoidal având o valoare eficace de 3,78 μV_{ef}. Banda circuitului este limitată la 1 MHz, rezultând o tensiune de zgomot echivalent la intrare de 3,78 μV_{ef}.

Dacă se aplică circuitului un semnal sinusoidal cu o valoare efectivă de 3,78 μV_{ef} şi se examinează ieşirea circuitului cu un osciloscop, sinusoida va fi de abia detectabilă în zgomot, după cum se vede şi în fig. 11.21. Forma de undă a zgomotului din această figură este tipică pentru zgomotul de alice şi zgomotul termic.

11.5 GENERATOARE DE ZGOMOT ECHIVALENTE LA INTRARE[16]

În secţiunea precedentă s-a descris comportarea unui circuit particular, din punct de vedere al zgomotului, prin introducerea la intrare a unui generator de zgomot echivalent de tensiune; s-a determinat expresia tensiunii echivalente de zgomot la intrare, expresie care pune în evidenţă dependenţa sa de rezistenţa sursei de semnal, R_S, şi de parametrii tranzistorului. Această metodă de caracterizare a performanţelor de zgomot se poate extinde obţinându-se o reprezentare mult mai generală şi de mare utilitate, în care performanţele de zgomot pentru *orice* diport sunt descrise prin intermediul a *două* generatoare de zgomot echivalente la intrare. Situaţia este descrisă în fig. 11.22 unde un diport care conţine diverse generatoare de zgomot este reprezentat prin *aceeaşi* reţea, dar cu toate generatoarele de zgomot pasivizate (o reţea *fără zgomot*) şi cu două generatoare de zgomot, unul de tensiune, $\overline{v_i^2}$, şi unul de curent, $\overline{i_i^2}$, conectate la intrare.

Se poate arăta că această reprezentare este valabilă pentru *orice* valoare a impedanţei sursei de semnal, cu condiţia de a ţine seama de *corelaţia* care există între cele două generatoare de zgomot (în general, cele două generatoare de zgomot nu sunt independente deoarece ambele depind de acelaşi set de surse de zgomot existente iniţial în reţea).

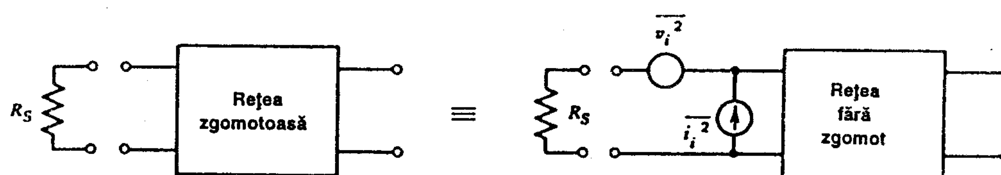


Fig. 11.22 Reprezentarea zgomotului într-un diport prin generatoare de tensiune şi curent de zgomot echivalente la intrare.

Includerea corelației în modelările de zgomot introduce o creştere considerabilă a complexității calculelor; din această cauză în cazul în care corelația este importantă este de multe ori mai convenabil să se revină la rețeaua inițială cu surse interne de zgomot. Totuşi pentru un mare număr de circuite corelația este mică şi poate fi neglijată. În plus, în orice caz, neglijarea corelației este posibilă dacă unul din generatoarele de zgomot echivalent de la intrare este dominant (fie $\overline{v_i^2}$, fie $\overline{i_i^2}$). Rezultă că utilizarea metodei de reprezentare a zgomotului prin generatoare echivalente la intrare poate să fie efectiv utilă, aşa cum de altfel se va arăta în continuare.

Necesitatea existenței la intrare a două generatoare echivalente de zgomot unul de tensiune şi unul de curent, pentru a se putea reprezenta performanțele de zgomot ale circuitului pentru orice valoare a rezistenței sursei de semnal se poate justifica astfel. Să considerăm cazurile extreme în care rezistența sursei este nulă sau infinită. Dacă $R_S=0$, generatorul $\overline{i_i^2}$ din fig. 11.22 este scurtcircuitat; deoarece rețeaua inițială va avea în general un zgomot la ieşire chiar dacă intrarea este scurtcircuitată pentru reprezentarea acestui zgomot este nevoie de un generator de tensiune de zgomot echivalent la intrare $\overline{v_i^2}$. La fel, dacă $R_S=\infty$, $\overline{v_i^2}$ din fig. 11.22 nu mai poate produce zgomot la ieşire şi reprezentarea performanțelor de zgomot ale rețelei inițiale trebuie realizată prin generatorul $\overline{i_i^2}$. Pentru valori finite şi nenule ale lui R_S, la zgomotul echivalent al circuitului la intrare, contribuie ambele generatoare, atât $\overline{v_i^2}$ cât şi $\overline{i_i^2}$. Valorile generatoarelor echivalente la intrare din fig. 11.22 sunt uşor de determinat. Algoritmul este următorul: într-o primă etapă se scurtcircuitează intrările ambelor circuite, şi prin egalarea zgomotului de la ieşire determinat pentru fiecare caz în parte se calculează $\overline{v_i^2}$. În a doua etapă se lasă în gol intrarea fiecărui circuit şi egalând zgomotul la ieşire determinat pentru fiecare circuit în parte se calculează $\overline{i_i^2}$. În continuare se vor determina generatoarele $\overline{v_i^2}$ şi $\overline{i_i^2}$ pentru tranzistorul bipolar şi tranzistorul cu efect de câmp.

11.5.1 Generatoarele de zgomot pentru tranzistorul bipolar

Generatoarele de zgomot echivalente la intrare pentru un tranzistor bipolar se determină folosind circuitul echivalent din fig. 11.23*a*. Zgomotul de la ieşire se va calcula presupunând sarcina scurtcircuitată şi capacitatea C_μ neglijabilă; aceste presupuneri se vor justifica ulterior. Circuitul din fig. 11.23*a* va fi echivalent cu circuitul din fig. 11.23*b* dacă fiecare circuit va avea *acelaşi* zgomot la ieşire pentru *orice* valoare a impedanței sursei de semnal.

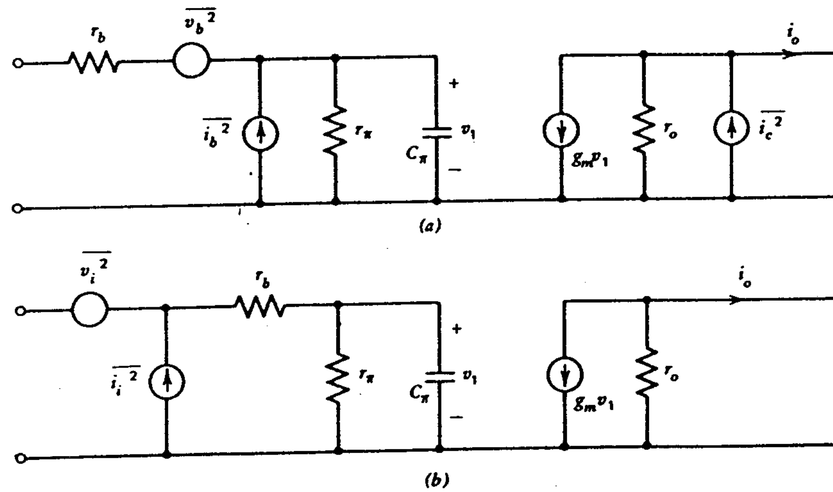


Fig. 11.23 (*a*) Circuitul echivalent de semnal mic al tranzistorului bipolar, cu generatoare de zgomot. (*b*) Reprezentarea performanțelor de zgomot, pentru (*a*), prin generatoare de zgomot echivalente la intrare.

Valoarea generatorului $\overline{v_i^2}$ se va determina prin scurtcircuitarea intrării fiecărui circuit și egalarea apoi a expresiilor care rezultă pentru zgomotul de la ieșire, i_o. Pentru zgomote vom utiliza valorile medii efective, fără a face nici o încercare de a reține semnele mărimilor de zgomot deoarece generatoarele de zgomot sunt toate independente și au o fază aleatoare. Polaritatea generatoarelor de zgomot nu va afecta rezultatul. Scurtcircuitând intrările ambelor circuite din fig. 11.23, și presupunând că r_b este mic $(\ll r_\pi)$, prin egalarea curenților i_o se obține

$$g_m v_b + i_c = g_m v_i \tag{11.47}$$

care duce la

$$v_i = v_b + \frac{i_c}{g_m} . \tag{11.48}$$

În aceste calcule s-a neglijat efectul generatorului $\overline{i_b^2}$ deoarece rezistența r_b este mică. Folosind faptul că v_b și i_c sunt *independente* din (11.48) se obține:

$$\overline{v_i^2} = \overline{v_b^2} + \frac{\overline{i_c^2}}{g_m^2} . \tag{11.49}$$

Înlocuind în relația 11.49 mărimile $\overline{v_b^2}$ și $\overline{i_c^2}$ date de expresiile 11.11, respectiv 11.12, rezultă

$$\overline{v_i^2} = 4kTr_b\Delta f + \frac{2qI_C\Delta f}{g_m^2}$$

sau

$$\frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kT\left[r_b + \frac{1}{2g_m}\right] . \tag{11.50}$$

Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot echivalente de la intrare pentru un tranzistor bipolar apare ca fiind dată de o rezistență R_{ech} astfel încât

$$\frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kTR_{ech} \tag{11.51}$$

unde

$$R_{ech} = r_b + \frac{1}{2g_m} . \tag{11.52}$$

R_{ech} fiind denumită „rezistența de zgomot echivalentă de la intrare".

În expresia acestei rezistențe fictive, termenul r_b este de fapt o rezistență „fizică" plasată în serie cu intrarea, pe când termenul $1/2g_m$ reprezintă efectul referit la intrare al zgomotului de alice al curentului de colector. Expresiile 11.50 și 11.52 constituie aproximații extrem de utile, deși presupunerea că rezistența r_b este mult mai mică decât rezistența r_π poate să nu fie valabilă la valori mari ale curentului de colector din punctul static de funcționare (desigur în aceste cazuri calculele se pot repeta fără a mai face presupunerea $(r_b \ll r_\pi)$.

Expresia 11.50 permite compararea fără dificultăți a importanței relative a rezistenței r_b și a curentului I_C în generatorul de zgomot $\overline{v_i^2}$. De exemplu dacă $I_C = 1$ μA, $1/2g_m = 13$ kΩ va constitui termenul dominant având în vedere valorile tipice de aproximativ 100 Ω ale rezistenței r_b. Dacă $I_C = 10$ mA, $1/2g_m = 1,3$ Ω și în generatorul $\overline{v_i^2}$ contribuția rezistenței r_b va domina în totalitate. Deoarece pentru valori mici ale impedanței sursei de semnal generatorul de zgomot care devine important este $\overline{v_i^2}$ ($\overline{i_i^2}$ tinde să fie scurtcircuitat) este clar că obținerea de performanțe de zgomot bune de la surse de impedanță scăzută impune aducerea la minimum a valorii rezistenței R_{ech}. Această minimizare se obține prin proiectarea tranzistorului astfel încât să se obțină o valoare mică pentru rezistența r_b și prin utilizarea tranzistorului la curenți de colector mari pentru a reduce valoarea mărimii $1/2g_m$.

În final trebuie observat că, în conformitate cu expresia 11.50, densitatea spectrală a tensiunii echivalente de zgomot la intrare este independentă de frecvență.

Pentru a determina expresia generatorului de curent de zgomot echivalent la intrare, $\overline{i_i^2}$, se lasă în gol intrările ambelor circuite din fig. 11.23 și se egalează apoi curenții de zgomot i_o. Rezultă (se folosesc valori medii efective)

$$\beta(j\omega)i_i = i_c + \beta(j\omega)i_b \tag{11.53}$$

care duce la

$$i_i = i_b + \frac{i_c}{\beta(j\omega)} . \tag{11.54}$$

Deoarece i_b şi i_c sunt generatoare independente din (11.54) se obţine

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_b^2} + \frac{\overline{i_c^2}}{|\beta(j\omega)|^2} \tag{11.55}$$

unde

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_\beta}} \tag{11.56}$$

β_0 fiind câştigul în curent de semnal mic, la joasă frecvenţă [vezi (1.122) şi (1.126)].

Înlocuind în relaţia 11.55 mărimile $\overline{i_b^2}$ şi $\overline{i_c^2}$ date de expresiile 11.13 şi respectiv 11.12 se găseşte:

$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} = 2q\left[I_B + K_1' \frac{I_B^a}{f} + \frac{I_C}{|\beta(j\omega)|^2}\right] \tag{11.57}$$

unde

$$K_1' = \frac{K_1}{2q}, \tag{11.57a}$$

termenul corespunzător zgomotului de explozie fiind omis pentru simplitate.

Ultimul termen din paranteza din (11.57) este datorat zgomotului curentului de colector referit la intrare. La frecvenţe joase acest termen devine egal cu I_C/β_0^2 fiind neglijabil faţă de I_B pentru valorile tipice ale câştigului β_0.

În condiţiile în care această neglijare este valabilă $\overline{i_i^2}$ şi $\overline{v_i^2}$ nu conţin surse comune de zgomot fiind deci *complet independente*. La frecvenţe înalte ultimul termen din paranteza din (11.57) creşte şi poate deveni dominant, corelaţia dintre $\overline{v_i^2}$ şi $\overline{i_i^2}$ fiind importantă deoarece în ambele generatoare apare o contribuţie de la $\overline{i_c^2}$.

Densitatea spectrală (11.57) a curentului de zgomot echivalent la intrare apare ca fiind dată de un curent I_{ech} care are în totalitate numai un zgomot de alice, astfel că

$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} = 2qI_{ech} \tag{11.58}$$

unde

$$I_{ech} = I_B + K_1' \frac{I_B^a}{f} + \frac{I_C}{|\beta(j\omega)|^2}. \tag{11.59}$$

Curentul I_{ech} este denumit „curentul de zgomot de alice echivalent la intrare". Acesta este un curent fictiv compus din curentul de bază al tranzistorului plus un termen care reprezintă zgomotul de licărire şi încă un termen care reprezintă zgomotul curentului de colector referit la intrare. Din expresia 11.59 rezultă limpede că minimizarea valorii curentului I_{ech} înseamnă funcţionarea tranzistorului cu curenţi mici de polarizare şi utilizarea de tranzistoare cu β mare.

Deoarece generatorul de curent echivalent la intrare $\overline{i_i^2}$ este dominant în circuitele în care tranzistorul este comandat de o sursă de impedanţă mare, este evident că pentru performanţe de zgomot bune în aceste condiţii sunt necesare valori mici ale curenţilor de polarizare şi tranzistoare cu β mare. Trebuie observat că cerinţele de minimizare ale mărimii $\overline{i_i^2}$ (curenţi *mici* de polarizare) se află în contradicţie cu cerinţele de minimizare a mărimii $\overline{v_i^2}$ (curenţi de polarizare *mari*).

În fig. 11.24 s-a reprezentat grafic, în conformitate cu expresia 11.57, folosindu-se valori tipice pentru parametrii tranzistorului, dependenţa de frecvenţă a densităţii spectrale $\overline{i_i^2}/\Delta f$ a generatorului de curent de zgomot echivalent la intrare în funcţie de frecvenţă.

În acest caz densitatea spectrală este dependentă de frecvenţă atât la frecvenţe joase cât şi la frecvenţe înalte. Creşterea de la frecvenţe joase este determinată de zgomotul de licărire, iar creşterea de la frecvenţe înalte de zgomotul referit la intrare al curentului de colector care creşte deoarece câştigul în curent al tranzistorului începe să scadă la frecvenţe înalte; în acest fel se şi explică degradarea performanţelor de zgomot ale tranzistorului care se observă la frecvenţe înalte.

Frecvenţa f_b din fig. 11.24 este frecvenţa la care se întâlnesc asimptotele de la înaltă frecvenţă şi de la frecvenţe medii. Deoarece

$$\beta(jf) = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{f}{f_T}\beta_0} \tag{11.60}$$

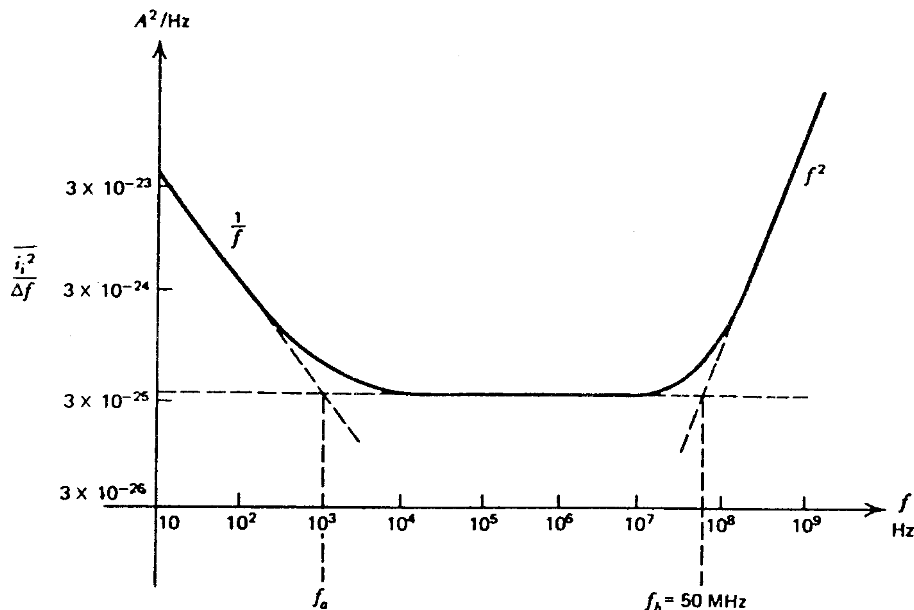


Fig. 11.24 Densitatea spectrală a curentului de zgomot echivalent la intrare pentru un tranzistor bipolar cu $I_C = 100\ \mu A$, $\beta_0 = \beta_F = 100$, $f_T = 500$ MHz. S-a inclus şi zgomotul de licărire tipic.

unde β_0 este câştigul în curent, de semnal mic, la joasă frecvenţă, termenul corespunzător zgomotului curentului de colector în (11.57) este (la înaltă frecvenţă)

$$2q\frac{I_C}{|\beta(jf)|^2} = 2q\frac{I_C}{\beta_0^2}\left[1 + \frac{f^2}{f_T^2}\beta_0^2\right] \approx 2qI_C\frac{f^2}{f_T^2}, \tag{11.61}$$

relaţie care arată că spectrul curentului de zgomot echivalent de la intrare creşte la frecvenţe înalte ca f^2. Expresia frecvenţei f_b se determină egalând (11.61) cu valoarea zgomotului de la frecvenţe medii $2q(I_B + I_C/\beta_0^2)$, care pentru valorile tipice ale lui β_0 este aproximativ $2qI_B$:

$$2qI_B = 2qI_C\frac{f_b^2}{f_T^2}$$

deci

$$f_b = f_T\sqrt{\frac{I_B}{I_C}} \tag{11.62}$$

Câştigul de curent, de semnal mare (sau de curent continuu), fiind

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \tag{11.63}$$

(11.62) devine

$$f_b = \frac{f_T}{\sqrt{\beta_F}}. \tag{11.64}$$

Pentru cazul particular care corespunde datelor din fig. 11.24 se obţine f_b=50 MHz.

Odată ce au fost determinate generatoarele de zgomot de la intrare performanţele de zgomot ale tranzistorului pot fi calculate cu uşurinţă pentru orice valoare particulară a rezistenţei sursei de semnal.

Ca exemplu să considerăm circuitul simplu din fig. 11.25*a* în care rezistenţa de generator este R_S. Performanţele de zgomot ale acestui circuit se pot reprezenta prin tensiunea de zgomot echivalentă *totală* $\overline{v_{iN}^2}$ plasată în serie cu intrarea circuitului (vezi fig. 11.25*b*).

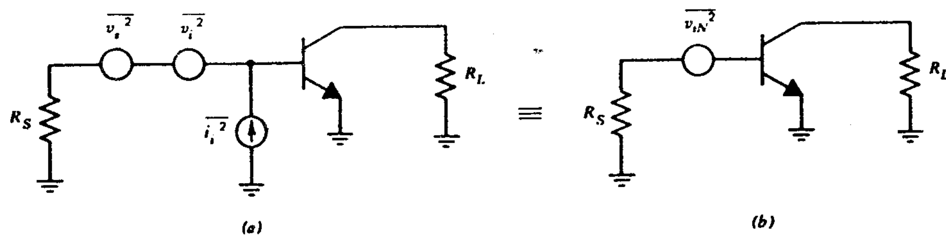


Fig. 11.25 Modelarea zgomotului unui circuit printr-un singur generator echivalent de zgomot la intrare. (*a*) Circuitul original. (*b*) Reprezentarea echivalentă.

Neglijând zgomotul în rezistorul R_L (neglijare care se va discuta mai târziu) şi egalând tensiunile de zgomot totale în baza tranzistoarului din fig. 11.25*a* şi în baza tranzistorului din fig. 11.25*b*, se obţine

$$v_{iN} = v_s + v_s + i_i R_S .$$

Dacă se neglijează corelaţia între v_i şi i_i se găseşte că

$$\overline{v_{iN}^2} = \overline{v_s^2} + \overline{v_i^2} + \overline{i_i^2} R_S^2 . \qquad (11.65)$$

Înlocuind (11.50) şi (11.65) şi neglijând zgomotul de licărire rezultă

$$\frac{\overline{v_{iN}^2}}{\Delta f} = 4kTR_s + 4kT\left[r_b + \frac{1}{2g_m}\right] + R_S^2 2q\left[I_B + \frac{I_C}{|\beta(jf)|^2}\right] . \qquad (11.66)$$

Expresia 11.66 este asemănătoare cu (11.46) dacă, aşa cum s-a presupus, rezistenţa r_b este mică.

■ EXEMPLU

Folosind datele exemplului din *Secţiunea 11.4.1* să se calculeze tensiunea de zgomot totală de la intrare pentru circuitul din fig. 11.25*a* într-o bandă de la 0 la 1 MHz, folosind expresia 11.66. Se va neglija zgomotul de licărire.

La frecvenţe joase (11.66) devine

$$\frac{\overline{v_{iN}^2}}{\Delta f} = 4kT\left[R_S + r_b + \frac{1}{2g_m}\right] + R_S^2 2qI_B$$

$$= [1{,}66\times10^{-20}(500 + 200 + 130) + 500^2\times3{,}2\times10^{-19}\times10^{-6}]\ \mathrm{V^2/Hz}$$

$$= (13{,}8 + 0{,}08)\times10^{-18}\ \mathrm{V^2/Hz}$$

$$= 13{,}9\times10^{-18}\ \mathrm{V^2/Hz} .$$

Zgomotul total la intrare într-o bandă de 1 MHz este

$$\overline{v_{iNT}^2} = 13{,}9\times10^{-18}\times10^6\ \mathrm{V^2/Hz} = = 13{,}9\times10^{-12}\ \mathrm{V^2}$$

sau

$$v_{iNT} = 3{,}78\ \mu\mathrm{V_{ef}}$$

rezultat care este aproape identic cu acela obţinut în *Secţiunea 11.4.1*.

Totuşi metoda descrisă anterior în această secţiune are avantajul că odată ce sunt cunoscute generatoarele de zgomot echivalente la intrare pentru un tranzistor dat, răspunsul poate fi găsit aproape prin examinarea directă a circuitului, cerând mult mai puţină muncă. De asemenea este mult mai uşor de sesizat şi contribuţia relativă a diverselor generatoare de zgomot. De exemplu, în acest caz, curentul de zgomot echivalent de la intrare constituie în mod evident un factor neglijabil.

11.5.2 Generatoarele de zgomot pentru tranzistoarele cu efect de câmp

Generatoarele de zgomot echivalente la intrare pentru un tranzistor cu efect de câmp se pot calcula din circuitul echivalent din fig. 11.26*a*. Acest circuit trebuie să fie echivalent cu circuitul din fig. 11.26*a*. Zgomotul la ieşire se calculează în fiecare caz cu sarcina scurtcircuitată şi se neglijează capacitatea C_{gd}.

Scurtcircuitând intrarea fiecărui circuit din fig. 11.26 şi egalând apoi expresiile care rezultă pentru curenţii de zgomot de la ieşire, i_o, se obţine

$$i_d = g_m v_i$$

sau

$$\overline{v_i^2} = \frac{\overline{i_d^2}}{g_m^2} \,. \tag{11.67}$$

Înlocuind $\overline{i_d^2}$ din (11.15) se găseşte

$$\frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kT\frac{2}{3}\frac{1}{g_m} + K\frac{I_D^a}{g_m^2 f} \,. \tag{11.68a}$$

Rezistenţa de zgomot echivalentă de la intrare, R_{ech}, a TEC este definită de

$$\frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kTR_{ech}$$

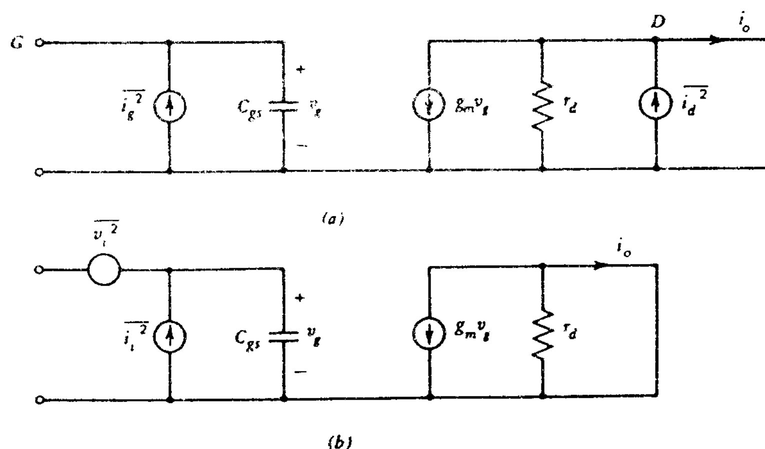


Fig. 11.26 (*a*). Circuitul echivalent de semnal mic cu generatoare de zgomot al TEC. (*b*) Reprezentarea circuitului din (*a*) prin două generatoare de zgomot la intrare.

unde

$$R_{ech} = \frac{2}{3}\frac{1}{g_m} + K'\frac{I_D^a}{g_m^2 f} \qquad (11.68b)$$

şi

$$K' = \frac{K}{4kT}.$$

Pentru frecvenţele care depăşesc regiunea în care se manifestă zgomotul de licărire $R_{ech}=(2/3)(1/g_m)$. Pentru $g_m=1$ mA/V se obţine $R_{ech}=667\ \Omega$, valoare care este semnificativ *mai mare* decât valoarea aceleiaşi rezistenţe echivalente pentru tranzistoarele bipolare, pentru valori comparabile ale curenţilor din punctul static (de aproximativ 1mA).

În fig. 11.27 este trasată grafic dependenţa de frecvenţă a densităţii spectrale a tensiunii de zgomot echivalente la intrare pentru un tranzistor cu efect de câmp tipic. Spre deosebire de tranzistorul bipolar, generatorul de tensiune de zgomot echivalent la intrare pentru TEC conţine şi un zgomot de licărire (nu este neobişnuit ca acest zgomot de licărire să se extindă până la frecvenţe de ordinul MHz).

Zgomotul de licărire este important mai ales în tranzistoarele cu efect de câmp MOS. În aceste tranzistoare prezenţa unor nivele energetice ale electronilor la interfaţa Si/SiO_2 face ca în cazul frecvenţelor mai mici de 1—10 kHz şi pentru majoritatea condiţiilor de polarizare şi geometrii de tranzistoare, componenta referită la intrare a zgomotului de licărire să fie mai mare decât componenta corespunzătoare zgomotului termic. Deci, pentru optimizarea performanţelor de zgomot ale circuitelor MOS analogice este necesară o reprezentare precisă a zgomotului de licărire referit la intrare.

Mecanismele fizice care dau naştere zgomotului $1/f$ în tranzistoarele MOS au fost studiate extensiv[17]. Dependenţa exactă de condiţiile de polarizare şi de geometria tranzistorului a valorii zgomotului de licărire referit la intrare este o funcţie de detaliile procesului de fabricaţie. În majoritatea cazurilor valoarea zgomotului de licărire referit la intrare este independentă de curentul şi tensiunea de polarizare şi aproximativ invers proporţională cu aria activă a porţii tranzistorului. Dependenţa invers proporţională de aria activă a porţii tranzistorului se explică prin aceea că odată cu creşterea ariei tranzistorului sub grilă se vor afla un număr tot

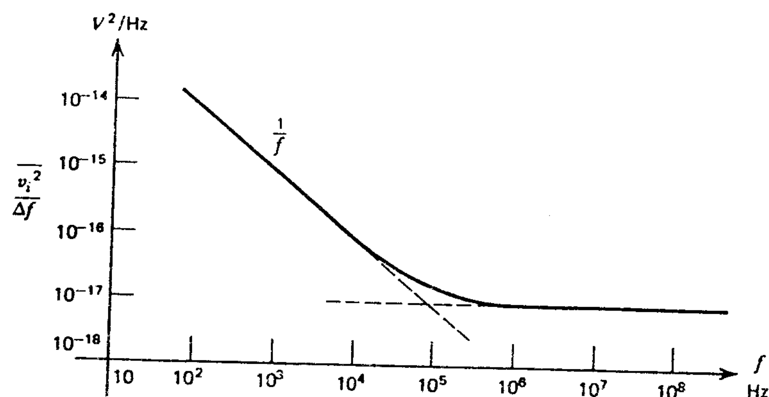


Fig. 11.27 Densitatea spectrală tipică pentru tensiunea de zgomot echivalent la intrare pentru un TEC.

mai mare de stări de suprafață având loc astfel un proces de mediere prin care valoarea zgomotului global se reduce. Deasemenea s-a observat că zgomotul de licărire referit la intrare este invers proporțional cu capacitatea oxidului pe unitatea de arie. Această dependență este rezonabilă din punct de vedere fizic deoarece sarcina din stările de suprafață poate fi privită drept componenta variabilă în timp a sarcinii de la suprafață Q_{ss}. Din relația 1.166 rezultă că această componentă variabilă în timp a sarcinii de la suprafață produce o componentă variabilă în timp a tensiunii de prag care este invers proporțională cu C_{ox}. Ca urmare tensiunea de zgomot referită la intrare a unui tranzistor MOS se scrie deobicei sub forma:

$$\frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kT\frac{2}{3}\frac{1}{g_m} + \frac{K_f}{WLC_{ox}f} . \tag{11.69}$$

O valoare tipică pentru K_f este de 3×10^{-24} V²F sau 3×10^{-12} V²pF.

Generatorul de curent de zgomot echivalent la intrare $\overline{i_i^2}$ pentru TEC se calculează lăsând intrarea fiecărui circuit din fig. 11.26 în gol și egalând expresiile care rezultă pentru zgomotul la ieșire. Se obține

$$i_i\frac{g_m}{j\omega C_{gs}} = i_g\frac{g_m}{j\omega C_{gs}} + i_d$$

care se scrie

$$i_i = i_g + \frac{j\omega C_{gs}}{g_m}i_d . \tag{11.70}$$

Deoarece i_g și i_d reprezintă generatoare *independente* (11.70) se poate scrie astfel:

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_g^2} + \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m^2}\overline{i_d^2} . \tag{11.71}$$

Înlocuind (11.14) și (11.15) în (11.17) se găsește

$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} = 2qI_G + \frac{\omega^2 C_{gs}^2}{g_m^2}\left[4kT\frac{2}{3}g_m + K\frac{I_D^a}{f}\right] . \tag{11.72}$$

Identificând în (11.72) câștigul pentru regimul de curent alternativ ca fiind

$$A_i = \frac{g_m}{\omega C_{gs}} . \tag{11.73}$$

rezultă că referirea la intrare a generatoarelor de zgomot de la ieșire se realizează prin împărțirea la A_i^2.

La frecvențe joase generatorul de curent de zgomot la intrare este determinat de curentul rezidual de grilă, I_G, care este foarte mic (10^{-12} A sau chiar mai mic). Rezultă că în cazul în care impedanța sursei de semnal este mare tranzistoarele cu efect de câmp au performanțe de zgomot care sunt *cu mult mai bune* ca acelea realizate de tranzistoarele bipolare, deoarece în aceste condiții generatorul de curent de zgomot la intrare este dominant iar valoarea sa pentru TEC este mult mai mică în comparație cu aceea pentru tranzistorul bipolar.

Trebuie totuşi subliniat că generatorul de *tensiune de* zgomot de la intrare al unui tranzistor bipolar (expresia 11.50) este tipic *mai mic* ca acela al TEC (expresia 11.68) deoarece tranzistorul bipolar are o transconductanţă g_m mai mare pentru o aceeaşi valoare a curentului static.

Ca urmare pentru surse de impedanţă *mică* tranzistorul bipolar realizează de multe ori performanţe de zgomot *superioare* acelora ale TEC.

11.6 EFECTUL REACŢIEI ASUPRA PERFORMANŢELOR DE ZGOMOT

Reprezentarea performanţelor de zgomot ale unui circuit prin două generatoare de zgomot echivalente la intrare se dovedeşte extrem de utilă în aprecierea efectului reacţiei asupra performanţelor de zgomot. Această afirmaţie va fi ilustrată prin considerarea la început a efectelor unei reacţii ideale asupra performanţelor de zgomot ale unui amplificator iar apoi a aspectelor practice ale reacţiei şi performanţelor de zgomot.

11.6.1 Efectul reacţiei ideale asupra performanţelor de zgomot

În fig. 11.28*a* se indică schema de principiu a unui amplificator cu reacţie serie-paralel. Reacţia este ideală deoarece reţeaua de reacţie este unilaterală, iar semnalul de reacţie este dat de o sursă de tensiune ideală. Zgomotul în amplificatorul de bază este reprezentat de generatoarele echivalente la intrare $\overline{v_{ia}^2}$ şi $\overline{i_{ia}^2}$. Performanţele de zgomot ale amplificatorului cu reacţie vor fi reprezentate de generatoarele de zgomot echivalente la intrare, $\overline{v_i^2}$ şi $\overline{i_i^2}$ (vezi fig. 11.18*b*). Valoarea generatorului $\overline{v_i^2}$ se poate găsi prin scurtcircuitarea intrării fiecărui circuit, punându-se apoi condiţia ca zgomotul de la ieşire a celor două circuite să fie acelaşi. Deoarece impedanţa de ieşire a reţelei de reacţie este nulă generatoarele de curent din fiecare circuit sunt scurtcircuitate şi cele două circuite sunt identice numai dacă

$$\overline{v_i^2} = \overline{v_{ia}^2} \,. \qquad (11.74)$$

Dacă intrarea fiecărui circuit se lasă în gol, ambele generatoare de tensiune vor fi flotante, deci nu vor avea efect asupra circuitului. Impunând condiţia ca ieşirile să fie identice este necesar ca

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_{ia}^2} \,. \qquad (11.75)$$

Rezultă că în cazul unei *reacţii ideale*, generatoarele echivalente de zgomot de la intrare se pot muta *fără modificări în afara buclei de reacţie*; reacţia fiind fără *efect* asupra performanţelor de zgomot ale amplificatorului. Deoarece reacţia reduce câştigul circuitului *zgomotul de la ieşire* se micşorează în prezenţa reacţiei; semnalul este însă micşorat şi el în aceeaşi proporţie astfel că raportul semnal-zgomot rămâne neschimbat.

Este uşor de arătat că aceste rezultate sunt valabile pentru toatele cele patru configuraţii de reacţie descrise în *Capitolul 8*.

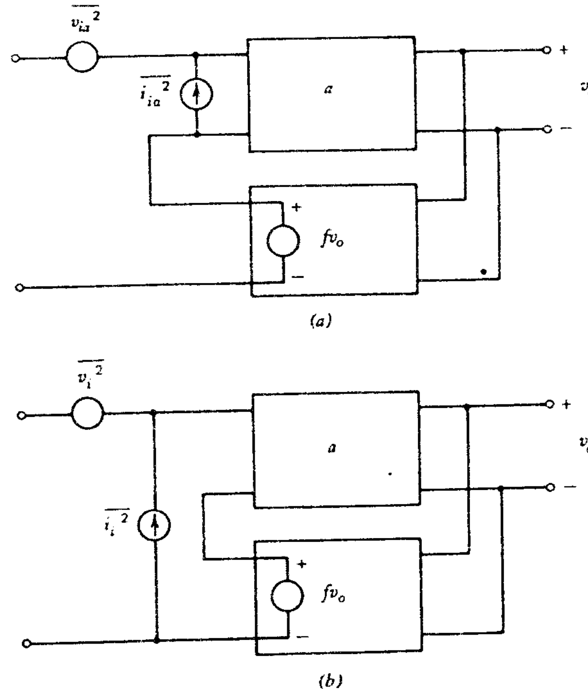


Fig. 11.28 (*a*) Amplificatorul cu reacţie serie-paralel cu generatoare de zgomot. (*b*) Reprezentarea echivalentă pentru (*a*) cu două generatoare de zgomot la intrare.

11.6.2 Efectul reacţiei neideale asupra performanţelor de zgomot

Reacţia ideală de tip serie-paralel considerată în secţiunea precedentă se realizează uzual în practică în configuraţia indicată în fig. 11.29*a*. Circuitul de reacţie este un divizor rezistiv format din R_E şi R_F. Dacă zgomotul amplificatorului de bază este reprezentat prin generatoarele de zgomot echivalente de la intrare $\overline{v_{ia}^2}$ şi $\overline{i_{ia}^2}$ se includ în generatoarele care dau zgomotul termic în rezistenţele R_E şi R_F, circuitul capătă forma din fig. 11.29*b*. Performanţele de zgomot ale circuitului vor fi reprezentate de două generatoare echivalente la intrare $\overline{v_i^2}$ şi $\overline{i_i^2}$ (vezi fig. 11.29*c*).

Pentru a determina pe $\overline{v_i^2}$ se scurtcircuitează intrările circuitelor din fig. 11.29*b* şi fig. 11.29*c* şi se egalează expresiile care se obţin pentru zgomotul de la ieşire. Se arată uşor că

$$v_i = v_{ia} + i_{ia}R + \frac{R_F}{R_F + R_E}v_e + \frac{R_E}{R_F + R_E}v_f \tag{11.76}$$

unde

$$R = R_F \parallel R_E \, . \tag{11.77}$$

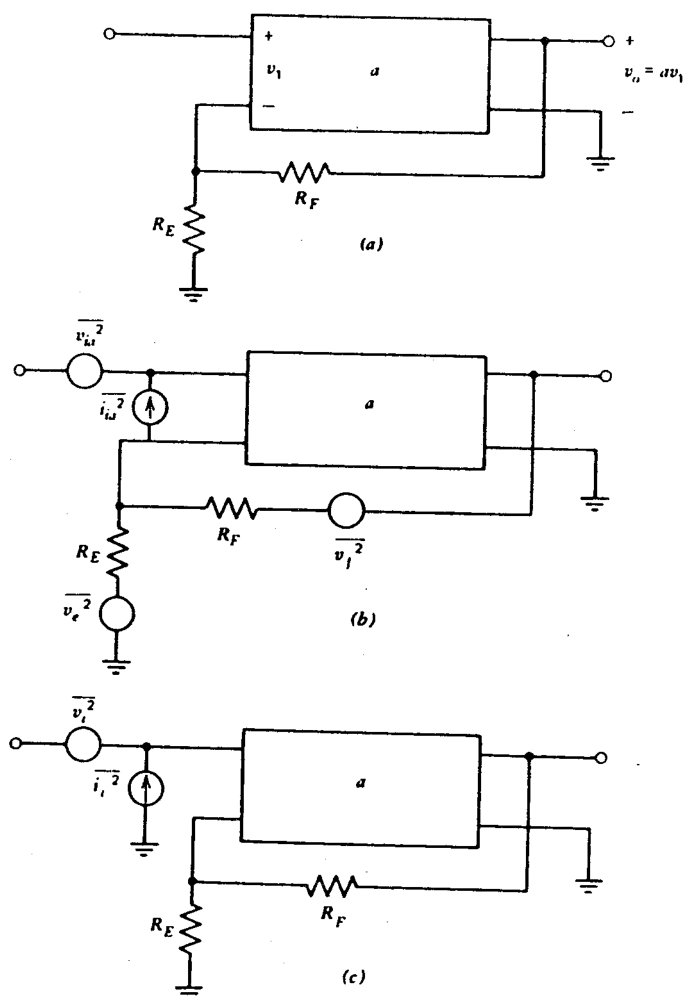


Fig. 11.29 (*a*) Circuit cu reacție serie-paralel. (*b*) Circuitul cu reacție serie-paralel care include generatoarele de zgomot. (*c*) Reprezentarea echivalentă pentru (*b*) cu două generatoare de zgomot la intrare.

Presupunând că toate sursele de zgomot din (11.76) sunt independente rezultă

$$\overline{v_i^2} = \overline{v_{ia}^2} + \overline{i_{ia}^2}R^2 + 4kTR\Delta f \tag{11.78}$$

în care s-au folosit următoarele relații:

$$\overline{v_e^2} = 4kTR_E\Delta f\,, \tag{11.79}$$

$$\overline{v_f^2} = 4kTR_F\Delta f\,. \tag{11.80}$$

Expresia 11.78 arată că în acest caz concret tensiunea de zgomot echivalentă la intrare a amplificatorului cu reacție se compune din tensiunea de zgomot la intrare a amplificatorului de bază și încă doi termeni. Al doilea termen în (11.78) este de obicei neglijabil, dar al treilea

termen, care reprezintă zgomotul termic în $R=R_E \| R_F \approx R_E$, este de multe ori semnificativ.

Curentul de zgomot echivalent la intrare, $\overline{i_i^2}$, se calculează lăsând în gol intrarea fiecărui circuit şi egalând apoi expresiile care se obţin pentru zgomotul de la ieşire. Este clar că

$$\overline{i_i^2} \approx \overline{i_{ia}^2} \tag{11.81}$$

deoarece zgomotul din rezistoarele de reacţie nu mai este amplificat (apare în paralel cu ieşirea). Ca urmare curentul de zgomot echivalent de la intrare *nu este afectat* de aplicarea reacţiei. Rezultatele anterioare sunt valabile în general pentru o reacţie serie la intrare. Pentru o reacţie serie aplicată unui singur etaj expresiile deduse anterior sunt valabile pentru $R_F = \infty$ şi $R=R_E$.

Dacă amplificatorul de bază din fig. 8.29 este un amplificator operaţional calculul anterior se modifică uşor. Această modificare se datorează faptului (prezentat în *Secţiunea 11.8* şi fig. 11.39*a*) că amplificatorul operaţional trebuie considerat din punctul de vedere al reprezentării zgomotului ca un dispozitiv cu trei porturi. Totuşi dacă în calculele anterioare se utilizează pentru amplificatorul de bază circuitul din fig. 11.39, se obţin expresii foarte asemănătoare cu (11.78) şi (11.81).

Să considerăm acum cazul unei reacţii paralel la intrare. În calitate de exemplu se va considera circuitul cu reacţie paralel-paralel din fig. 11.30*a*. În fig. 11.30*b* circuitul este prezentat cu sursele de zgomot $\overline{v_{ia}^2}$ şi $\overline{i_{ia}^2}$ ale amplificatorului de bază şi sursa de zgomot $\overline{i_f^2}$ dată de rezistorul R_F. Aceste surse de zgomot sunt referite la intrare pentru a se obţine $\overline{v_i^2}$ şi $\overline{i_i^2}$ din fig. 11.30*c*. Lăsând în gol intrările din fig. 11.30*b* şi fig. 11.30*c* şi egalând apoi zgomotul de la ieşire se obţine

$$i_i = i_{ia} + \frac{v_{ia}}{R_F} + i_f \,. \tag{11.82}$$

Dacă toate sursele de zgomot se presupun independente se găseşte că

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_{ia}^2} + \frac{\overline{v_{ia}^2}}{R_F^2} + 4kT\frac{1}{R_F}\Delta f \,. \tag{11.83}$$

Deci curentul de zgomot echivalent la intrare, cu reacţia paralel la intrare, se compune din curentul de zgomot la intrare al amplificatorului de bază şi încă un termen care reprezintă zgomotul termic în rezistenţa de reacţie. În mod uzual al doilea termen din (11.83) este neglijabil. Aceste rezultate sunt valabile în general pentru o reacţie paralel la intrare. *O regulă generală* pentru calcularea contribuţiei în curentul de zgomot echivalent la intrare a zgomotului termic din rezistenţele de reacţie este de a urma procedura de calcul descrisă în *Capitolul 8* pentru determinarea încărcării amplificatorului de bază de către circuitul de reacţie. Odată ce au fost determinate rezistenţele paralel sau serie care reprezintă încărcarea determinată de reţeaua de reacţie, aceleaşi rezistenţe se vor folosi pentru calcularea contribuţiei la zgomotul la intrare a zgomotului termic dat de rezistenţele de reacţie.

Scurtcircuitând intrările circuitelor din fig. 11.30*b* şi fig. 11.30*c* şi egalând apoi expresiile care se obţin pentru zgomotul la ieşire, rezultă că

$$\overline{v_i^2} \approx \overline{v_{ia}^2} \,. \tag{11.84}$$

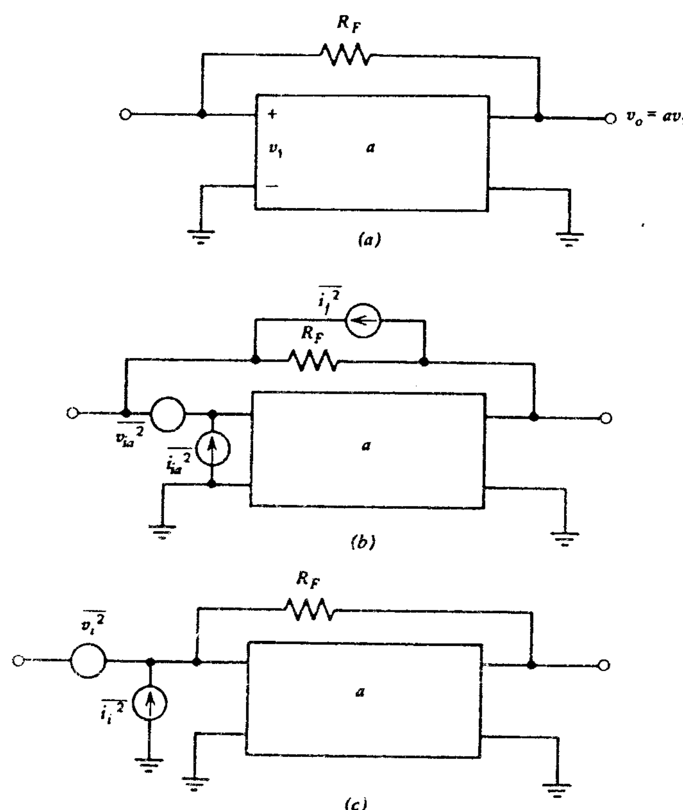


Fig. 11.30 (*a*) Circuit cu reacţie paralel-paralel. (*b*) Circuitul cu reacţie din (*a*) în care s-au inclus generatoarele de zgomot. (*c*) Reprezentarea echivalentă pentru (*b*) cu două generatoare de zgomot la intrare.

Expresiile 11.83 şi 11.84 sunt valabile în general pentru o reacţie paralel la intrare. Ele se aplică direct şi în cazul în care amplificatorul de bază din fig. 11.30 este un amplificator operaţional deoarece o intrare fiind la masă amplificatorul se comportă ca un diport.

Rezultate deduse anterior permit justificarea unor presupuneri făcute mai înainte. De exemplu, la determinarea generatorului de curent de zgomot echivalent la intrare al unui tranzistor bipolar (*Secţiunea 11.5.1*), s-a ignorat prezenţa capacităţii colector-bază C_μ. Deoarece această capacitate realizează o *reacţie paralel* pe un singur etaj ea *nu va afecta* semnificativ generatorul de curent de zgomot echivalent al tranzistorului, *chiar dacă* efectul Miller este dominant. De observat că de la capacitate nu există o contribuţie de zgomot termic, aşa cum a fost de la R_F (fig. 11.30). De asemenea, al doilea termen în (11.83) devine $\overline{v_{ia}^2}/|Z_F|^2$ unde Z_F este impedanţa capacităţii C_μ. Deoarece la toate frecvenţele de interes $|Z_F|$ este suficient de mare, acest termen este neglijabil.

■ EXEMPLU

În calitate de exemplu de calcul de zgomot pentru amplificatoarele cu reacţie se va considera perechea cu reacţie de curent de bandă largă a cărei schemă de curent alternativ este dată în fig. 11.31. Circuitul este atacat de o sursă de curent, iar răspunsul în frecvenţă

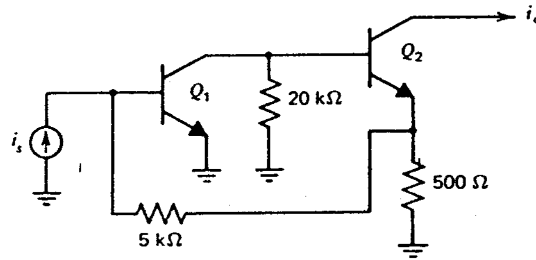


Fig. 11.31 Schema de curent alternativ a unei perechi cu reacţie de curent.

$|(i_o/i_i)(j\omega)|$ este plat până la frecvenţe de 100 MHz, după care cade rapid. Vom calcula semnalul minim de la intrare, i_s, astfel ca raportul semnal-zgomot la ieşire să fie mai mare ca 20 dB. Se vor utiliza următoarele valori: $\beta_1=\beta_2=100$, $f_{T1}=300$ MHz, $I_{C1}=0{,}5$ mA, $I_{C2}=1$ mA, $f_{T2}=500$ MHz, $r_{b1}=r_{b2}=100\ \Omega$. Zgomotul de licărire se va neglija.

Metoda dezvoltată anterior permite determinarea valorilor generatoarelor de zgomot echivalente de la intrare prin examinarea directă a circuitului. O verificare preliminară arată că atât zgomotul dat de rezistenţa de 20 kΩ dintre etaje cât şi zgomotul dat de curentul de bază al tranzistorului Q_2 sunt neglijabile. Folosind regula enunţată în *Secţiunea 11.2.2* se găseşte că o rezistenţă de 20 kΩ contribuie cu un curent echivalent de zgomot de 2,5 μA. Curentul de bază al tranzistorului Q_2 este de 10 μA. Ambii curenţi se pot neglija dacă se compară cu curentul de colector al tranzistorului Q_1 care este de 500 μA. Ca urmare generatoarele de zgomot de la intrarea întregului circuit vor fi date de generatoarele de zgomt echivalente ale tranzistorului Q_1, scoase în afara buclei de reacţie, împreună cu contribuţia zgomotului dat de rezistenţele de reacţie.

Prin utilizarea metodelor descrise în *Capitolul 8* se determină amplificatorul de bază care include efectul încărcării de către reţeaua de reacţie şi sursele de zgomot. Pentru circuitul din fig. 11.31 se obţine rezultatul din fig. 11.32. Generatorul de curent de zgomot echivalent la intrare pentru întregul circuit se poate determina din circuitul echivalent din fig. 11.32 sau din (11.83), înlocuind $R_F=5{,}5$ kΩ. Deoarece s-a presupus că circuitul este atacat de la o sursă de curent tensiunea echivalentă de zgomot de la intrare nu prezintă importanţă. Din (11.83) se obţine

$$\overline{i_i^2} = \overline{i_{ia}^2} + \frac{\overline{v_{ia}^2}}{5500^2} + 4kT\frac{1}{5500}\Delta f\,. \tag{11.85}$$

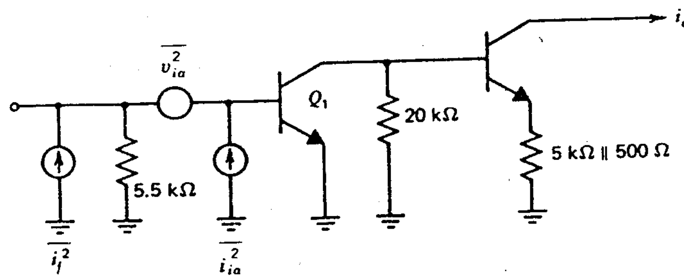


Fig. 11.32 Amplificatorul de bază pentru circuitul din fig. 11.31, care include încărcarea dată de circuitul de reacţie şi sursele de zgomot.

Utilizând (11.57) şi neglijând zgomotul de licărire se găseşte pentru $\overline{i_{ia}^2}$

$$\overline{i_{ia}^2} = 2q\left[I_B + \frac{I_C}{|\beta(jf)|^2}\right]\Delta f$$

sau înlocuind valorile numerice

$$\frac{\overline{i_{ia}^2}}{\Delta f} = 2q\left[5 + \frac{500}{|\beta|^2}\right] \times 10^{-6}\ \mathrm{A^2/Hz} \tag{11.86}$$

Înlocuind pe (11.86) în (11.85) rezultă

$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} = 2q\left[5 + \frac{500}{|\beta|^2}\right] \times 10^{-6} + \frac{\overline{v_{ia}^2}}{(5.500)^2\Delta f} + 2q(9,1) \times 10^{-6}\ \mathrm{A^2/Hz} \tag{11.87}$$

unde zgomotul în rezistenţa de 5,5 kΩ a fost exprimat ca un curent de zgomot echivalent de 9,1 μA.

Din (11.50) se obţine

$$\frac{\overline{v_{ia}^2}}{\Delta f} = 4kT\left[r_{b1} + \frac{1}{2g_m}\right] = 4kT\,(126)\ .$$

Împărţind acest rezultat prin $(5500)^2$ se găseşte

$$\frac{\overline{v_{ia}^2}}{(5500)^2\Delta f} = 4kT\frac{1}{240000} = \tag{11.88}$$

$$= 2q(0,2) \times 10^{-6}\ \mathrm{A^2/Hz}\ . \tag{11.89}$$

Rezultă deci, că termenul dat în (11.87) de $\overline{v_{ia}^2}$ este echivalent cu un zgomot termic într-un rezistor de 240 kΩ — vezi (11.88) — sau cu un curent de zgomot echivalent de 0,2 μA — vezi (11.89). Ca urmare, în acest exemplu, acest termen este neglijabil, aşa cum se întâmplă de obicei.

Combinând toţi aceşti termeni, (11.87) se poate exprima astfel:

$$\begin{aligned}\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} &= 2q\left[5 + \frac{500}{|\beta|^2} + 0,2 + 9,1\right] \times 10^{-6}\ \mathrm{A^2/Hz}\\ &= 2q\left[14,3 + \frac{500}{|\beta|^2}\right] \times 10^{-6}\ \mathrm{A^2/Hz}\ .\end{aligned} \tag{11.90}$$

Expresia 11.90 arată că densitatea spectrală a curentului de zgomot de la intrare creşte la frecvenţe înalte (pe măsură ce $|\beta|$ scade) aşa cum era de altfel de aşteptat pentru un tranzistor. Pentru un singur tranzistor fără reacţie, curentul de zgomot echivalent la intrare creşte de asemenea cu frecvenţa, dar, deoarece câştigul tranzistorului scade odată cu creşterea

frecvenţei, densitatea spectrală a zgomotului de la ieşirea unui tranzistor fără reacţie va *scădea* întotdeauna odată cu creşterea frecvenţei (vezi *Secţiunea 11.4.1*). În cazul acestui exemplu, reacţia negativă menţine constant câştigul faţă de variaţia frecvenţei până când se atinge marginea benzii amplificatorului. Ca urmare pentru acest circuit densitatea spectrală a zgomotului de la ieşire va *creşte* odată cu creşterea frecvenţei (desigur până la atingerea marginii superioare a benzii). Această dependenţă este ilustrată în fig. 11.33 în care s-au trasat dependenţa de frecvenţă a densităţii spectrale a curentului de zgomot la intrare, a pătratului câştigului amplificatorului şi a densităţii spectrale a curentului de zgomot la ieşire (egală cu produsul primelor două mărimi). Câştigul în curent al circuitului este $A_I \approx 11$.

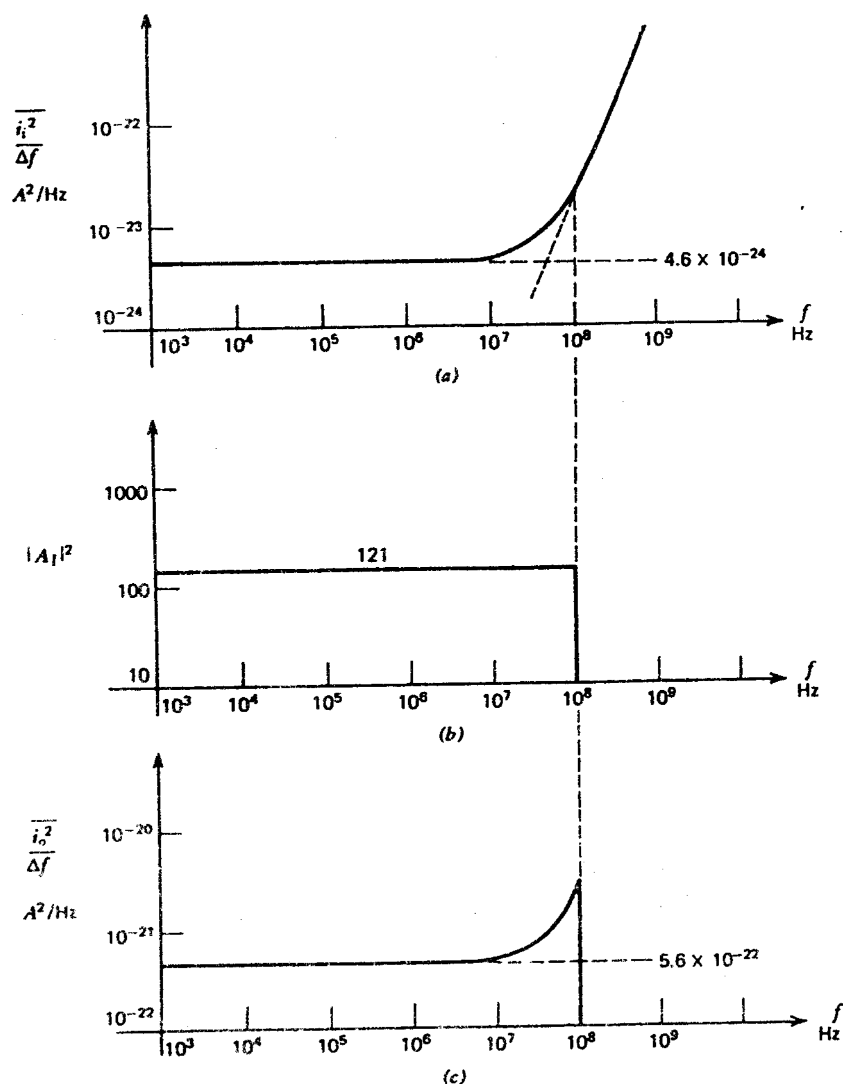


Fig. 11.33 Performanţele de zgomot ale circuitului din fig. 11.32. (*a*) Spectrul zgomotului echivalent la intrare. (*b*) Răspunsul în frecvenţă la pătrat. (*c*) Spectrul zgomotului la ieşire.

Prin integrarea densității spectrale a curentului de zgomot de la ieșire,

$$\frac{\overline{i_o^2}}{\Delta f} = A_I^2 \frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f}, \tag{11.91}$$

se obține curentul de zgomot total la ieșire al circuitului, $\overline{i_{oT}^2}$,

$$\overline{i_{oT}^2} = \int_0^B A_I^2 \frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} \mathrm{d}f = A_I^2 \int_0^B 2q \left[14{,}3 + \frac{500}{|\beta(\mathrm{j}f)|^2} \right] \times 10^{-6} \mathrm{d}f \tag{11.92}$$

unde A_I^2 s-a presupus constant până la $B = 10^8$ Hz, după cum s-a specificat anterior. Deoarece

$$\beta(\mathrm{j}f) = \frac{\beta_0}{1 + \mathrm{j}\dfrac{\beta_0 f}{f_{T1}}} \tag{11.93}$$

rezultă

$$\frac{1}{|\beta(\mathrm{j}f)|^2} = \frac{1}{\beta_0^2} \left[1 + \frac{\beta_0^2 f^2}{f_{T1}^2} \right] . \tag{11.94}$$

Înlocuirea expresiei 11.94 în (11.92) conduce la

$$\overline{i_{oT}^2} = A_I^2 2q \times 10^{-6} \int_0^B \left[14{,}3 + \frac{500}{\beta_0^2} \left[1 + \frac{\beta_0^2 f^2}{f_{T1}^2} \right] \right] \mathrm{d}f \tag{11.95}$$

$$= A_I^2 2q \times 10^{-6} \left[14{,}3 + \frac{500}{\beta_0^2} f + \frac{500}{f_{T1}^2} \frac{f^3}{3} \right]_0^B . \tag{11.96}$$

Folosind valorile $\beta_0 = 100$ și $B = 100$ MHz$= f_{T1}/3$ se obține:

$$\overline{i_{oT}^2} = A_I^2 \times 2q \times 10^{-6} (\, 14{,}3 + 18{,}6 B\,) , \tag{11.97}$$

$$\overline{i_{oT}^2} = A_I^2 \times 1{,}05 \times 10^{-15} \ \mathrm{A}^2 . \tag{11.98}$$

Curentul de zgomot echivalent la intrare este

$$\overline{i_{iT}^2} = \frac{\overline{i_{oT}^2}}{A_I^2} = 1{,}05 \times 10^{-15} \ \mathrm{A}^2$$

sau

$$i_{iT} = 32{,}4 \ \mathrm{nA_{ef}} . \tag{11.99}$$

Deci curentul de zgomot echivalent la intrare este de 32,4 nA_{ef}; expresia 11.97 arătă că în curentul de zgomot echivalent la intrare este dominantă partea dependentă de frecvenţă. Pentru a se obţine un raport semnal-zgomot de 20 dB curentul de semnal de la intrare i_s trebuie să fie mai mare de 0,32 μA_{ef}.

11.7 PERFORMANŢELE DE ZGOMOT ALE ALTOR CONFIGURAŢII DE CIRCUITE CU TRANZISTOARE

În circuitele integrate se utilizează de multe ori, în afara etajelor cu emitorul comun considerate până acum, şi alte configuraţii. De exemplu amplificatorul operaţional 741 are etajul diferenţial de intrare format din repetoare pe emitor care atacă un etaj cu baza comună. În continuare se vor discuta performanţele de zgomot ale configuraţiilor de acest tip.

11.7.1 Performanţele de zgomot ale etajului cu baza comună

Etajul cu baza comună este utilizat uneori ca amplificator de curent, cu impedanţă mică de intrare. După cum s-a menţionat mai înainte el se utilizează şi în amplificatorul operaţional 741 ca etaj de decalare a nivelului. Rezultă că performanţele de zgomot ale acestui etaj sunt de interes.

În fig. 11.34*a* se indică schema de principiu a etajului cu baza comună, iar în fig. 11.34*b* circuitul său echivalent de semnal mic, împreună cu generatoarele de zgomot echivalente la intrare determinate pentru etajul cu emitorul comun. Deoarece aceste generatoare de zgomot reprezintă zgomotul tranzistorului pentru orice conexiune, reprezentarea din fig. 11.34*b* este valabilă şi pentru conexiunea cu baza comună. În fig. 11.34*c* zgomotul etajului cu baza comună este reprezentat în mod standard prin generatoarele de zgomot echivalente de la intrare, $\overline{v_{iB}^2}$ şi $\overline{i_{iB}^2}$. Valorile acestor generatoare se pot deduce în funcţie de cele de la conexiunea cu emitorul comun scurtcircuitând şi lăsând în gol intrările circuitelor din fig. 11.34*b* şi fig. 11.34*c* şi egalând apoi expresiile care rezultă pentru zgomotul la ieşire. Se obţine:

$$\overline{i_{iB}^2} = \overline{i_i^2} \,, \tag{11.100}$$

$$\overline{v_{iB}^2} = \overline{v_i^2} \,. \tag{11.101}$$

Deci generatoarele de zgomot echivalente la intrare sunt aceleaşi atât pentru conexiunea cu emitorul comun cât şi pentru conexiunea cu baza comună, performanţele de zgomot ale celor două configuraţii fiind identice, deşi impedanţele lor de intrare diferă apreciabil. Deşi zgomotele etajelor cu emitorul comun şi a acelora cu baza comună sunt nominal identice (pentru aceiaşi parametri ai dispozitivului) există o caracteristică a etajului cu baza comună care îl face în general *nepotrivit* pentru utilizarea ca etaj de intrare de zgomot mic. Această caracteristică este dată de faptul că valoarea câştigului în curent, α, este practic egală cu unitatea, astfel încât orice curent de zgomot de la ieşirea etajului cu baza comună este referit direct la intrare *fără* nici o atenuare. De exemplu o rezistenţă de sarcină de 10 kΩ, care are un curent de zgomot echivalent de 5 μA, contribuie la intrare chiar cu această valoare a generatorului de curent echivalent.

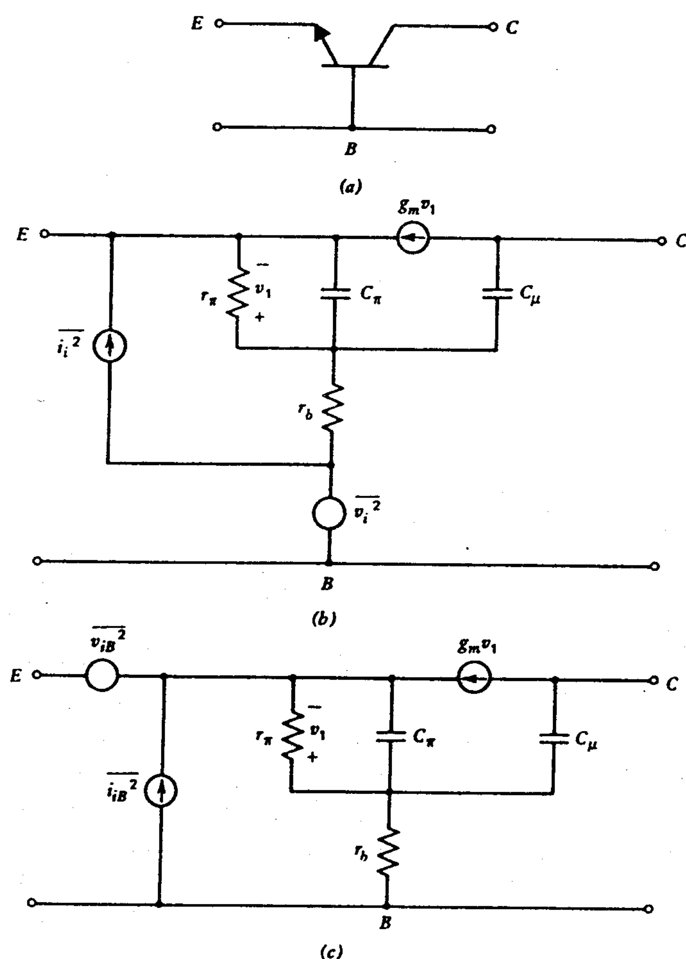


Fig. 11.34 *a*) Tranzistorul cu baza comună. (*b*) Circuitul echivalent cu baza comună cu generatoare de zgomot. (*c*) Circuitul echivalent cu baza comună cu generatoare de zgomot la intrare.

În multe circuite această contribuţie poate fi dominantă în curentul de zgomot de la intrare. De asemenea, la intrare sunt referite direct şi generatoarele de curent de zgomot ale etajelor care urmează etajului cu baza comună. În circuitele discrete această caracteristică neconvenabilă a etajului cu baza comună se poate depăşi prin utilizarea unui transformator care să asigure la ieşire o amplificare de curent. Această opţiune nu este posibilă în proiectarea circuitelor integrate, cu excepţia cazului în care se face apel la componente externe.

11.7.2 Performanţele de zgomot ale repetorului pe emitor

Fie repetorul pe emitor din fig. 11.35. Performanţele de zgomot ale acestui circuit se pot determina pe baza rezultatelor din secţiunile anterioare. Circuitul va fi privit ca un etaj cu o reacţie serie; generatoarele de curent de zgomot echivalente la intrare ale tranzistorului se

transferă nemodificate la intrarea repetorului. Deci, dacă se neglijează zgomotul din z_L, repetorul pe emitor va avea generatoarele de curent de zgomot echivalente la intrare identice cu acelea din etajele cu emitorul comun sau cu baza comună. Totuşi, deoarece câştigul în tensiune al repetorului pe emitor este unitar, tensiunea echivalentă de zgomot a etajului care urmează după repetor se transferă fără modificări la intrare, degradând astfel performanţele de zgomot ale circuitului.

De asemenea trebuie luat în consideraţie şi zgomotul datorat lui z_L; observând însă că ieşirea repetorului se ia din emitor, care este un nod de mică impedanţă, rezultă că efectul datorat zgomotului lui z_L este puternic atenuat în comparaţie cu efectul pe care îl are în cazul unui etaj cu reacţie serie.

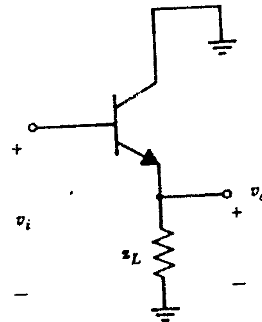


Fig. 11.35 Schema repetorului pe emitor.

11.7.3 Performanţele de zgomot ale perechii diferenţiale

Determinarea performanţelor de zgomot ale perechii diferenţiale are o importanţă deosebită deoarece perechea diferenţială constituie blocul de bază al circuitelor integrate liniare. În fig. 11.36*a* se indică schema unei perechi diferenţiale; în general baza fiecărui tranzistor este direct accesibilă. Rezultă că acest circuit nu se poate reprezenta în general ca un diport. Nici performanţele sale de zgomot nu se pot reprezenta în modalitatea obişnuită prin două generatoare de zgomot la intrare. Totuşi tehnicile de analiză dezvoltate anterior se pot utiliza pentru a se obţine o reprezentare de zgomot echivalentă a circuitului, care foloseşte însă două generatoare de zgomot la *fiecare* intrare, după cum se indică în fig. 11.36*b*. O versiune mai simplă a acestui circuit echivalent, care utilizează numai trei generatoare de zgomot se indică în fig. 11.36*c*. Reprezentarea de zgomot din fig. 11.36*b* se poate determina prin considerarea zgomotului dat de fiecare tranzistor separat.

Să considerăm mai întâi zgomotul în tranzistorul Q_1, care poate fi reprezentat prin generatoarele de zgomot de la intrare $\overline{v_i^2}$ şi $\overline{i_i^2}$ (vezi fig. 11.37*a*). Aceste generatoare de zgomot sunt identice cu acelea pentru un singur tranzistor, date de (11.50) şi (11.57). Tranzistorul Q_2 se presupune iniţial *nezgomotos*. Impedanţa care se vede privind în emitorul său este z_{E2} (trebuie observat că impedanţa z_{E2} este o funcţie de impedanţa conectată între baza tranzistorului Q_2 şi masă). După cum s-a arătat în secţiunile precedente, generatoarele de zgomot din fig. 11.37*a* se pot transfera nemodificate la intrarea circuitului (independent de z_{E2}) — vezi fig. 11.37*b*. Această reprezentare se poate utiliza acum pentru a calcula zgomotul la ieşire produs de tranzistorul Q_1 în perechea diferenţială, pentru *orice* valoare a impedanţelor conectate între bazele tranzistoarelor Q_1 şi Q_2 şi masă.

Să considerăm acum zgomotul dat de tranzistorul Q_2. Într-o modalitate similară cu aceea utilizată pentru tranzistorul Q_1, reprezentarea de zgomot se va face prin generatoarele $\overline{v_i^2}$ şi $\overline{i_i^2}$, ca în fig. 11.37*c*, în care tranzistorul Q_1 s-a presupus nezgomotos. Impedanţa z_{E1} este impedanţa care se vede privind în emitorul tranzistorului Q_1. Dacă tranzistoarele Q_1 şi Q_2 sunt

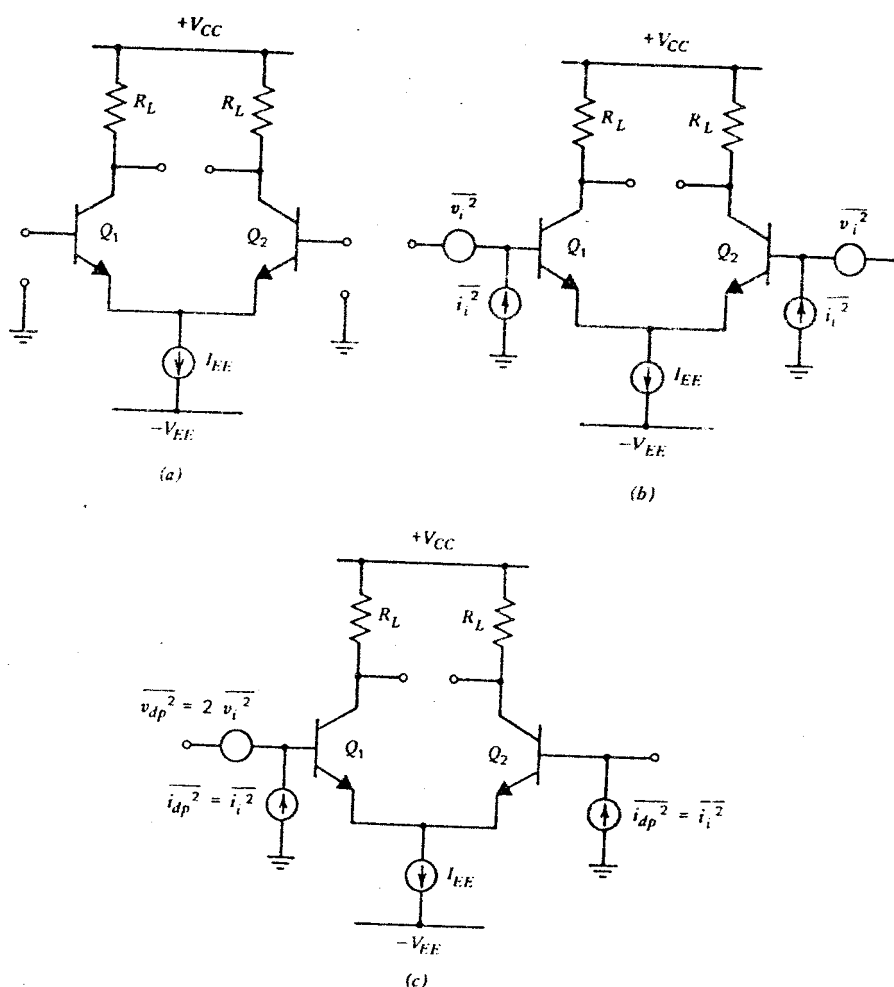


Fig. 11.36 (*a*) Schema unei perechi diferenţiale. (*b*) Reprezentarea completă a zgomotului perechii diferenţiale. (*c*) Reprezentarea de zgomot simplificată.

identice generatoarele de zgomot echivalent la intrare din fig. 11.37*b* şi fig. 11.37*c* vor fi şi ele identice. Totuşi, deoarece sunt produse de tranzistoare diferite, generatoarele de zgomot din fig. 11.37*b* şi fig. 11.37*c* sunt *independente*. Performanţele totale de zgomot ale perechii diferenţiale, care includ atât zgomotul dat de tranzistorul Q_1 cât şi acela dat de tranzistorul Q_2, pot fi deci reprezentate după cum se indică în fig. 11.36*b*, reprezentare valabilă pentru orice valoare a rezistenţei sursei conectate la oricare din intrări. Generatoarele de zgomot $\overline{v_i^2}$ şi $\overline{i_i^2}$ corespund zgomotului determinat de un singur tranzistor.

Dacă zgomotul dat de R_L sau de etajele care urmează este semnificativ el trebuie referit la intrarea corespunzătoare, simetric. În practică şi sursa de curent I_{EE} introduce un zgomot; acest zgomot poate fi şi el inclus în reprezentarea de zgomot. Totuşi, dacă circuitul este perfect echilibrat, zgomotul sursei de curent reprezintă un semnal de mod comun care nu va produce la ieşire un semnal diferenţial.

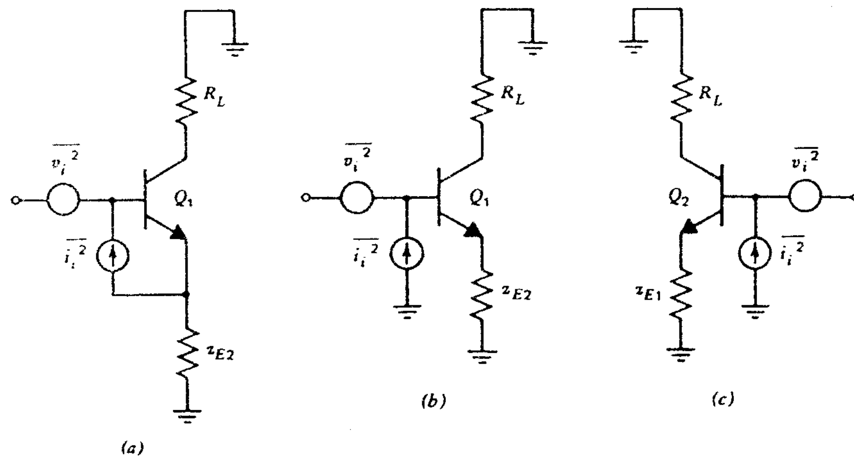


Fig. 11.37 (*a*) Schema de curent alternativ a unei perechi diferențiale care include numai zgomotul datorat tranzistorului Q_1. (*b*) Schema de curent alternativ a unei perechi diferențiale în care zgomotul datorat tranzistorului Q_1 este referit la intrare. (*c*) Schema de curent alternativ a unei perechi diferențiale care include numai zgomotul datorat tranzistorului Q_2.

Reprezentarea de zgomot din fig. 11.36*b* poate fi puțin simplificată, dacă rejecția de mod comun a circuitului este mare. În acest caz unul din generatoarele de tensiune de zgomot poate fi deplasat în cealaltă parte a circuitului (vezi fig. 11.36*c*). Această simplificare se poate justifica în felul următor. În serie cu fiecare intrare sunt adăugate generatoare de tensiune de zgomot egale, alese astfel încât zgomotul în baza tranzistorului Q_2 să se anuleze. În acest fel în serie cu baza tranzistorului Q_1 rămân două generatoare de tensiune de zgomot, care pot fi reprezentate de un singur generator cu valoarea $\overline{2v_i^2}$. Ca urmare pentru circuitul din fig. 11.36*c* se poate scrie

$$\overline{v_{pd}^2} = 2\overline{v_i^2} , \tag{11.102}$$

$$\overline{i_{pd}^2} = \overline{i_i^2} \tag{11.103}$$

unde $\overline{v_{pd}^2}$ și $\overline{i_{pd}^2}$ sunt generatoarele de zgomot echivalente la intrare ale perechii diferențiale.

De multe ori perechea diferențială funcționează cu baza tranzistorului Q_2 la masă. În acest caz generatorul de curent de zgomot din baza tranzistorului Q_2 este scurtcircuitat, iar performanțele de zgomot ale circuitului sunt reprezentate de două generatoare de zgomot conectate la baza tranzistorului Q_1, ca în fig. 11.36*c*. Generatorul de curent de zgomot echivalent la intrare al perechii diferențiale este egal cu acela datorat unui singur tranzistor, iar generatorul de tensiune de zgomot echivalent la intrare al perechii diferențiale are o valoare *pătratică medie de două ori mai mare* decât aceea corespunzătoare unui singur tranzistor. Deci o pereche diferențială, atacată de o sursă de mică impedanță, va avea o tensiune de zgomot echivalentă la intrare mai mare cu 3 dB decât aceea a unui etaj cu emitorul comun, care funcționează cu același curent de colector ca al unui tranzistor din pereche.

11.8 ZGOMOTUL ÎN AMPLIFICATOARELE OPERAȚIONALE

Amplificatoarele integrate proiectate pentru a funcționa cu un zgomot mic utilizează în general fie etaje simple emitor comun, fie etaje diferențiale cu sarcini rezistive. Deoarece etajul de intrare are atât o amplificare în curent cât și o amplificare în tensiune zgomotul dat de etajele care urmează este în general nesemnificativ; de asemenea contribuția la zgomot a sarcinilor rezistive este mică. Analiza de zgomot a unor astfel de circuite se poate realiza aproape direct prin utilizarea tehnicilor descrise în acest capitol.

Totuși circuitele de acest tip (amplificatorul operațional 725 este un exemplu) sunt ineficiente din punctul de vedere al optimizării unor parametri importanți ai amplificatorului operațional cum ar fi, de exemplu, câștigul cu bucla deschisă și banda. Utilizarea sarcinilor active, ca în amplificatorul operațional 741, permite realizarea unor valori foarte ridicate ale câștigului cu un număr relativ redus de etaje, ceea ce constituie un avantaj semnificativ în proiectarea circuitului. Totuși prin însăși natura lor, sarcinile active amplifică propriul lor zgomot intern determinând o degradare considerabilă a performanțelor de zgomot ale circuitului.

În continuare se va face o analiză de zgomot aproximativă a amplificatorului 741 pentru a ilustra afirmațiile anterioare și pentru a se pune în evidență compromisurile pe care le implică proiectarea circuitelor de uz general.

O schemă simplificată a circuitului de intrare a amplificatorului 741 este dată în fig. 11.38*a*. Tranzistorul Q_5 este conectat ca diodă (de aceea și este indicat prin simbolul de diodă). Componentele Q_5, Q_6, R_1 și R_3 ale sarcinii active generează zgomot, contribuind la zgomotul de la ieșire, i_o. Deoarece tranzistoarele Q_3 și Q_4 prezintă sarcinii active o impedanță mare, zgomotul datorat sarcinii active se poate calcula utilizând circuitul indicat în fig. 11.38*b*. Zgomotul dat de Q_6 și R_2 este reprezentat de generatoarele de zgomot echivalente la intrare $\overline{v_{i6}^2}$ și $\overline{i_{i6}^2}$. Deoarece dioda Q_5 și rezistorul R_1 determină în baza tranzistorului Q_6 o impedanță relativ scăzută, efectul generatorului $\overline{i_{i6}^2}$ se poate neglija.

Folosind rezultatele din *Secțiunea 11.6.2* și neglijând zgomotul de licărire se obține

$$\frac{\overline{v_{i6}^2}}{\Delta f} = 4kT\left[r_{b6} + \frac{1}{2g_{m6}} + R_3\right] . \qquad (11.104)$$

Curentul de zgomot datorat diodei Q_5 (vezi *Secțiunea 11.2.1*) este

$$\frac{\overline{i_5^2}}{\Delta f} = 2qI_{C5} . \qquad (11.105)$$

Deoarece rezistența de semnal mic a diodei este $r_d = kT/qI_{C5} = 1/g_{m5}$, zgomotul diodei poate fi transformat în tensiunea echivalentă Thévenin în serie cu dioda:

$$\frac{\overline{v_5^2}}{\Delta f} = 2qI_{C5}\frac{1}{g_{m5}^2} = 4kT\frac{1}{2g_{m5}} . \qquad (11.106)$$

În serie cu Q_5 va apare și o tensiune de zgomot datorată rezistenței bazei:

Fig. 11.38 (*a*). Schema simplificată a etajului de intrare din amplificatorul operațional 741. (*b*) Schema de curent alternativ (inclusiv zgomotul) a sarcinii active din amplificatorul operațional 741.

$$\frac{\overline{v_{b5}^2}}{\Delta f} = 4kTr_{b5} . \tag{11.107}$$

În sfârşit zgomotul dat de R_1 este:

$$\frac{\overline{v_1^2}}{\Delta f} = 4kTR_1 . \tag{11.108}$$

Combinând (11.106), (11.07), (11.108) şi (11.104) într-un singur generator de tensiune de zgomot $\overline{v_A^2}$ în serie cu baza tranzistorului Q_6, se obţine

$$\frac{\overline{v_A^2}}{\Delta f} = 4kT\left[r_{b6} + \frac{1}{2g_{m6}} + R_3 + \frac{1}{2g_{m5}} + r_{b5} + R_1\right] . \qquad (11.109)$$

În continuare se va evalua valoarea acestui generator de zgomot. Curentul din punctul static de funcţionare prin tranzistoarele Q_5 şi Q_6 este de aproximativ 12 μA: se obţine $1/2g_{m5} = 1/2g_{m6} = 1{,}08$ kΩ. Rezistenţele R_1 şi R_3 sunt egale, $R_1 = R_3 = 1$ kΩ, iar rezistenţa de bază are o valoare tipică, pentru tranzistoarele de arie mică, $r_b = 500$ Ω. Din (11.109) rezultă

$$\frac{\overline{v_A^2}}{\Delta f} = 4kT(5160) \qquad (11.110)$$

care produce un curent de zgomot la ieşire

$$i_{oA} \approx \frac{1}{\dfrac{1}{g_{m6}} + R_3} v_A \approx \frac{v_A}{3160} . \qquad (11.111)$$

Înlocuind (11.110) în (11.111) se găseşte

$$\frac{\overline{i_{oA}^2}}{\Delta f} = 4kT\frac{5160}{3160^2} . \qquad (11.112)$$

Referirea acestui curent la intrarea circuitului complet din fig. 11.38*a* se realizează utilizând algoritmul standard descris în secţiunile precedente. Să determinăm în continuare contribuţia la tensiunea de zgomot echivalentă la intrare. O tensiune, v_i, aplicată la intrarea circuitului complet din fig. 11.38*a*, determină un curent i_o,

$$\frac{i_o}{v_s} = \frac{g_{m1}}{2} ,$$

deci

$$\overline{i_o^2} = \frac{g_{m1}^2}{4}\overline{v_i^2} . \qquad (11.113)$$

Egalând expresiile 11.112 şi 11.113 ale curentului de zgomot de la ieşire se obţine tensiunea de zgomot echivalentă la intrare, corespunzătoare generatorului $\overline{i_{oA}^2}$:

$$\frac{\overline{v_{iA}^2}}{\Delta f} = 4kT\frac{5160}{3160^2}\frac{4}{g_{m1}^2} = 4kT\frac{5160}{3160^2}4\times2160^2 = 4kT(9640) . \qquad (11.114)$$

Rezultă că sarcina activă aduce la rezistenţa de zgomot echivalentă la intrare a amplificatorului operaţional 741 o contribuţie de 9,64 kΩ.

Celelalte contribuţii importante se determină prin examinarea fig. 11.38*a*. Tensiunile de zgomot echivalente la intrare ale tranzistoarelor Q_3 şi Q_4, din propriile lor emitoare sunt cele ale unui etaj cu emitorul comun (vezi *Secţiunea 11.7.1*). Acest zgomot poate fi transferat nemodificat la intrarea circuitului complet, deoarece repetoarele pe emitor Q_1 şi Q_2 au câştigul în tensiune unitar (vezi *Secţiunea 11.7.2*). Curenţii de zgomot echivalenţi ai tranzistoarelor Q_3 şi Q_4 din propriile lor emitoare au o influenţă neglijabilă deoarece impedanţa de sursă văzută de Q_3, Q_4 în emitoarele lui Q_1 şi respectiv Q_2 este suficient de mică. Ca urmare această contribuţie se va neglija în această analiză aproximativă. În sfârşit, rezultatele din *Secţiunea 11.7.3* arată că pătratul tensiunii de zgomot echivalentă la intrare a etajului diferenţial de intrare este dată de suma valorilor corespunzătoare pentru fiecare jumătate a circuitului. Rezultă astfel contribuţia datorată tranzistoarelor Q_1—Q_4 la tensiunea de zgomot de la intrare:

$$\frac{\overline{v_{iB}^2}}{\Delta f} = 4kT\left[\frac{1}{2g_{m1}} + \frac{1}{2g_{m2}} + \frac{1}{2g_{m3}} + \frac{1}{2g_{m4}} + r_{b1} + r_{b2} + r_{b3} + r_{b4}\right] . \tag{11.115}$$

Presupunând pentru fiecare tranzistor un curent static de colector de 12 μA şi r_b=500 Ω, din (11.115) se găseşte:

$$\frac{\overline{v_{iB}^2}}{\Delta f} = 4kT(6320) . \tag{11.116}$$

Combinând (11.114) şi (11.116) se obţine pentru tensiunea totală de zgomot de la intrare a amplificatorului operaţional 741

$$\frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kT(16000) . \tag{11.117}$$

Deci tensiunea de zgomot la intrarea lui 741 este reprezentată printr-o rezistenţă de zgomot echivalentă de 16 kΩ. De observat că sarcina activă este aceea care aduce o contribuţie majoră la zgomot. Mărimea tensiunii de zgomot se poate aprecia presupunând că circuitul este comandat de o sursă cu rezistenţa de 1kΩ; amplificatorul 741 adaugă în acest caz de 16 ori mai multă putere de zgomot decât rezistenţa sursei.

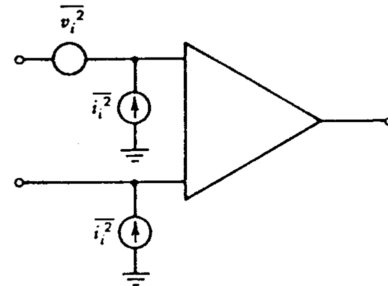


Fig. 11.39 Reprezentarea de zgomot completă a amplificatorului operaţional.

Calculele anterioare s-au referit la tensiunea de zgomot echivalentă la intrare a amplificatorului operaţional 741. Un calcul similar se poate face şi pentru determinarea curentului de zgomot echivalent la intrare. Acest calcul pune în evidenţă contribuţia dominantă a zgomotului dat de curentul de bază al tranzistoarelor de la intrarea amplificatorului. Câştigul în curent al repetoarelor pe emitor din intrare este suficient pentru a ne asigura că zgomotul etajelor care urmează, incluzând şi zgomotul din sarcinile active, are o contribuţie neglijabilă la curentul de zgomot de la intrare. Deoarece circuitul este diferenţial, în conformitate cu discuţia performanţelor de zgomot ale perechii diferenţiale din *Secţiunea 11.7.3*, reprezentarea completă de zgomot (vezi fig. 11.39) conţine la intrare tensiunea de zgomot echivalentă şi două generatoare

de curent de zgomot echivalente. Generatorul de curent de zgomot echivalent la intrare este dat de (se neglijează zgomotul de licărire)

$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} \approx 2qI_B$$

unde I_B este curentul de bază din punctul static de funcţionare al tranzistoarelor Q_1 şi Q_2, din fig. 11.38*a*. Înlocuirea valorilor tipice conduce la

$$\frac{\overline{i_i^2}}{\Delta f} \approx 2q(0{,}2\times 10^{-6})\ . \tag{11.118}$$

În continuare se vor discuta performanţele de zgomot ale unor configuraţii speciale de amplificatoare operaţionale, care au fost descrise în *Capitolul 6*. În acest capitol s-au indicat trei tehnici de reducere a valorii curentului de polarizare al intrării unui amplificator operaţional, tehnici care dau rezultate semnificativ diferite din punctul de vedere al performanţelor de zgomot.

Prima tehnică de anulare a curentului de polarizare, descrisă de schema din fig. 6.36, se bazează pe injectarea de către Q_5 şi Q_6 a unor curenţi egali cu curenţii de polarizare, anulându-se astfel efectul dat de curenţii de bază ai tranzistoarelor Q_1 şi Q_2. Deoarece curenţii de colector ai tranzistoarelor Q_5 şi Q_6 conţin un zgomot care *nu este corelat* cu zgomotul dat de curentul de bază al tranzistoarelor Q_1 şi Q_2, curentul de zgomot total la intrare se *măreşte* pentru această structură a schemei, iar performanţele de zgomot se *degradează*. Tensiunea de zgomot echivalentă la intrare este neafectată, fiind determinată de curenţii statici din Q_1 şi Q_2 deoarece în acest etaj de intrare nu mai există sarcini active.

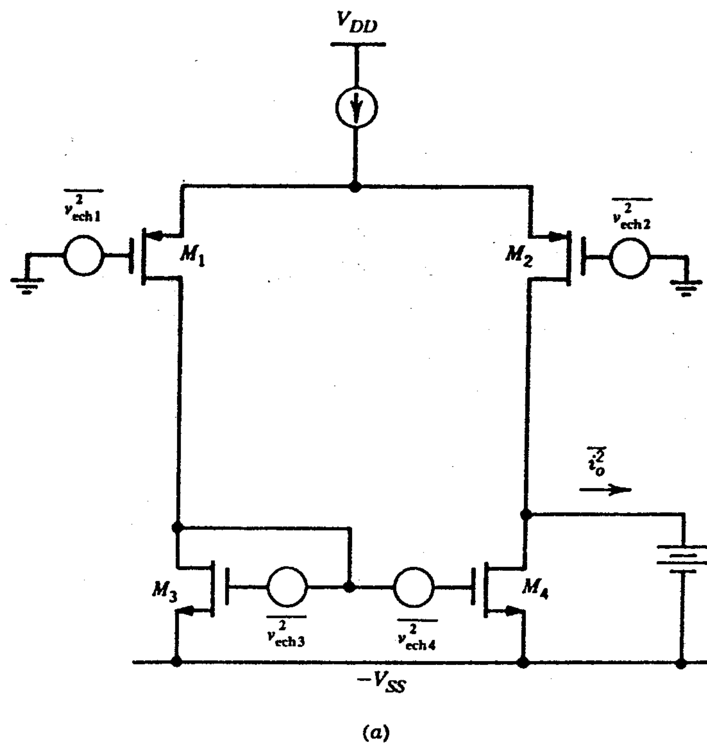
Celelalte două tehnici de reducere a valorii curentului de polarizare se bazau pe utilizarea la intrare de tranzistoare super-β (vezi fig. 6.37) sau de tranzistoare cu efect de câmp (vezi fig. 6.38 şi fig. 6.40). Ambele variante conduc la o *reducere* semnificativă a curentului de zgomot şi deci la o *îmbunătăţire* a performanţelor de zgomot. Tensiunea de zgomot echivalentă pentru aceste circuite depinde de curentul din punctul static de funcţionare al tranzistoarelor din intrare şi de caracteristicile sarcinii active.

Să considerăm cazul etajului de intrare CMOS prezentat în fig. 11.40. Zgomotul fiecărui tranzistor MOS este reprezentat prin generatorul său echivalent de zgomot. Tensiunea a generatorului echivalent de zgomot la intrare, $\overline{v_{\mathrm{echT}}^2}$, se calculează egalând curentul de zgomot la ieşire $\overline{i_o^2}$ pentru circuitele din fig. 11.40*a* şi fig. 11.40*b*; se obţine expresia

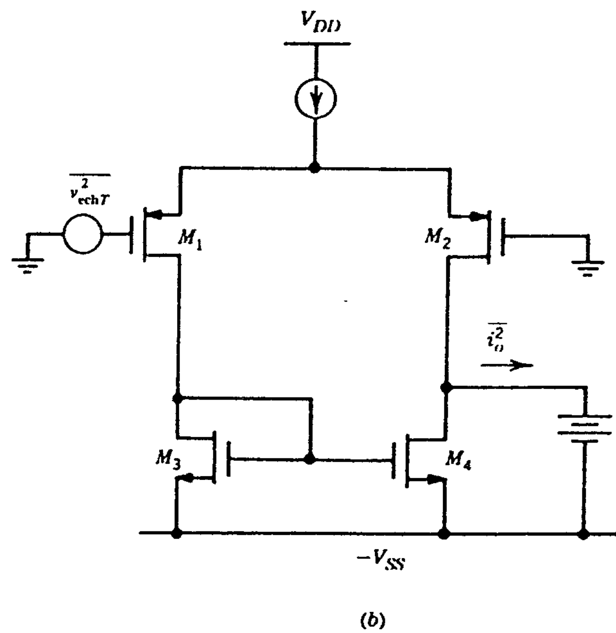
$$\overline{v_{\mathrm{echT}}^2} = \overline{v_{\mathrm{ech1}}^2} + \overline{v_{\mathrm{ech2}}^2} + \left[\frac{g_{m3}}{g_{m1}}\right]^2 \left(\overline{v_{\mathrm{ech3}}^2} + \overline{v_{\mathrm{ech4}}^2}\right) \tag{11.119}$$

în care s-a presupus $g_{m1}=g_{m2}$ şi că $g_{m3}=g_{m4}$. Se constată că în zgomotul de la intrare zgomotul tranzistoarelor de intrare se regăseşte integral, în timp ce contribuţia tranzistoarelor sarcină este redusă cu un factor egal cu rădăcina pătrată din raportul dintre transconductanţa lor şi aceea a tranzistoarelor de intrare.

Importanţa acestui fapt pentru proiectare, se pune în evidenţă considerând separat zgomotul $1/f$ referit la intrare şi zgomotul termic referit la intrare.



(a)



(b)

Fig. 11.40 (*a*) Contribuția la zgomot a tranzistoarelor dintr-un etaj de intrare CMOS. (*b*) Modelarea zgomotului printr-un generator de zgomot echivalent la intrare.

Dependenţa de geometria dispozitivului şi de condiţiile de polarizare a porţiunii $1/f$ a spectrului zgomotului echivalent la intrare a fost discutată anterior. În datele publicate referitoare la zgomotul $1/f$ există discrepanţe considerabile, situaţie care pune în evidenţă faptul că zgomotul $1/f$ este datorat unui mecanism care este puternic afectat de detaliile procesului de fabricaţie. Modelul cel mai larg acceptat pentru zgomotul $1/f$ este acela că, pentru un tranzistor dat, zgomotul echivalent referit în tensiunea de grilă este aproximativ independent de condiţiile de polarizare în saturaţie şi invers proporţional cu capacitatea grilei tranzistorului. Rezultatele analitice prezentate în continuare se bazează pe acest model, dar trebuie subliniat că dependenţa reală trebuie verificată pentru fiecare proces tehnologic şi pentru fiecare tip de dispozitiv. Deci

$$\overline{v_{\text{ech}}^2} = \frac{K_f \Delta f}{C_{ox} W L f} \tag{11.120}$$

unde parametrul K_f este coeficientul zgomotului de licărire. Utilizând aceste presupuneri şi (11.119), pentru generatorul de zgomot $1/f$ echivalent al circuitului din fig. 11.40*a* se obţine:

$$\overline{v_{1/f}^2} = \frac{2K_p}{f W_1 L_1 C_{ox}} \left(1 + \frac{K_n \mu_n L_1^2}{K_p \mu_p L_3^2}\right) \Delta f \tag{11.121}$$

unde K_n şi K_p sunt coeficienţii zgomotului de licărire pentru tranzistorul cu canal n, respectiv cu canal p. În funcţie de detaliile de proces aceşti coeficienţi pot fi comparabili sau se pot afla într-un raport de doi sau mai mult. De observat că în (11.121) primul factor reprezintă contribuţia la zgomotul echivalent la intrare numai a tranzistoarelor de intrare, iar termenul din paranteze creşterea zgomotului peste această contribuţie, datorată tranzistoarelor sarcină.

Din expresia termenului din paranteze rezultă că contribuţia la zgomot a sarcinii devine suficient de mică dacă lungimea canalului tranzistoarelor sarcină se face mai mare decât aceea a tranzistoarelor de intrare cu un factor de doi sau mai mult. Apoi, pentru a atinge performanţele de zgomot dorite, tranzistoarele de intrare se vor face suficient de late. Este interesant de observat că modificarea lăţimii canalului tranzistoarelor sarcină nu afectează performanţele de zgomot $1/f$.

Performanţele de zgomot termic ale circuitului din fig. 11.40*a* se calculează în modul următor. După cum s-a arătat în *Secţiunea 11.3.3* zgomotul termic referit la intrare pentru un tranzistor MOS este dat de relaţia:

$$\overline{v_{\text{ech}}^2} = 4kT\left(\frac{2}{3g_m}\right)\Delta f. \tag{11.122}$$

Folosind aceeaşi metodă ca şi în cazul zgomotului de licărire pentru generatorul de zgomot termic echivalent al circuitului din fig. 11.40*a* se obţine

$$\overline{v_{\text{Th}}^2} = 4kT \frac{4}{3\sqrt{2\mu_p C_{ox} (W/L)_1 I_D}} \left(1 + \sqrt{\frac{\mu_n (W/L)_3}{\mu_p (W/L)_1}}\right) \Delta f \tag{11.123}$$

unde I_D este curentul din punctul static de funcţionare prin fiecare tranzistor. La fel ca mai înainte primul factor reprezintă contribuţia la zgomotul termic la intrare numai a tranzistoarelor de intrare iar termenul din paranteze creşterea zgomotului peste această contribuţie datorată tranzistoarelor sarcină. Termenul din paranteze este mic dacă raportul mărimilor W/L se alege

astfel încât transconductanța tranzistoarelor de intrare să fie mult mai mare decât transconductanța tranzistoarelor sarcină. În cazul în care este satisfăcută această condiție zgomotul la intrare este determinat numai de transconductanța tranzistoarele de intrare.

11.9 BANDA DE ZGOMOT

În analizele de zgomot realizate până acum pentru circuitele considerate ca exemple s-au presupus caracteristici câștig-frecvență simple cu margini abrupte ale benzii (vezi fig. 11.33*b*). Calcularea zgomotului total al circuitului se reducea de fapt la integrarea pe toată banda a densității sale spectrale. În practică, pentru majoritatea circuitelor nu se întâlnesc astfel de caracteristici câștig-frecvență ideale, calcularea zgomotului total al circuitului fiind în aceste cazuri mult mai complexă. Dacă, însă, densitatea spectrală a zgomotului echivalent de la intrare este *constantă* și independentă de frecvență (adică zgomotul este alb) calculele se pot simplifica utilizând conceptul de *bandă de zgomot*, care va fi descris în continuare.

Fie un amplificator ca acela din fig. 11.41, care se presupune comandat de o sursă de impedanță mică, astfel că performanțele de zgomot sunt determinate numai de tensiunea de zgomot echivalentă la intrare $\overline{v_i^2}$. Se va considera la început (vezi fig. 11.42*a*) că densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la intrare este independentă de frecvență): $\overline{v_i^2}/\Delta f = S_i(f) = S_{i0}$. În plus se va presupune că dependența de frecvență a pătratului modulului câștigului în tensiune, $|A_v(\mathrm{j}f)|$, al circuitului are forma indicată în fig. 11.42*b*.

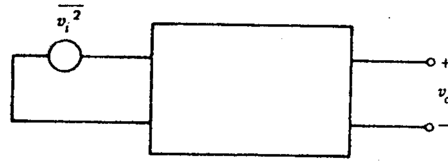


Fig. 11.41 Circuit cu generator de tensiune de zgomot echivalent la intrare.

Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la ieșire, $S_o(f) = \overline{v_o^2}/\Delta f$, este dată de produsul dintre densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la intrare și pătratul câștigului în tensiune (vezi fig. 11.42*c*). Tensiunea *totală* de zgomot de la ieșire se obține făcând suma de la 0 la ∞ a contribuției lui $S_o(f)$ într-o bandă incrementală Δf:

$$\begin{aligned}\overline{v_{oT}^2} &= \sum_{f=0}^{\infty} S_o(f)\Delta f = \int_0^{\infty} S_o(f)\,\mathrm{d}f = \int_0^{\infty} |A_v(\mathrm{j}f)|^2 S_{i0}\,\mathrm{d}f \\ &= S_{i0}\int_0^{\infty} |A_v(\mathrm{j}f)|^2\,\mathrm{d}f.\end{aligned} \quad (11.124)$$

Evaluarea integralei din (11.124) este de cele mai multe ori dificilă, cu excepția cazului câtorva funcții de transfer foarte simple. Totuși, dacă problema se rescrie într-o *formă normată*, integralele care corespund unor funcții uzuale de circuit se vor putea calcula și tabela pentru a fi utilizate în calculele de zgomot. Urmând această idee, să considerăm o funcție de transfer ca aceea din fig. 11.43 care la joasă frecvență are aceeași valoare a câștigului A_{v0} ca și circuitul inițial și o tăiere abruptă a câștigului la frecvența f_N.

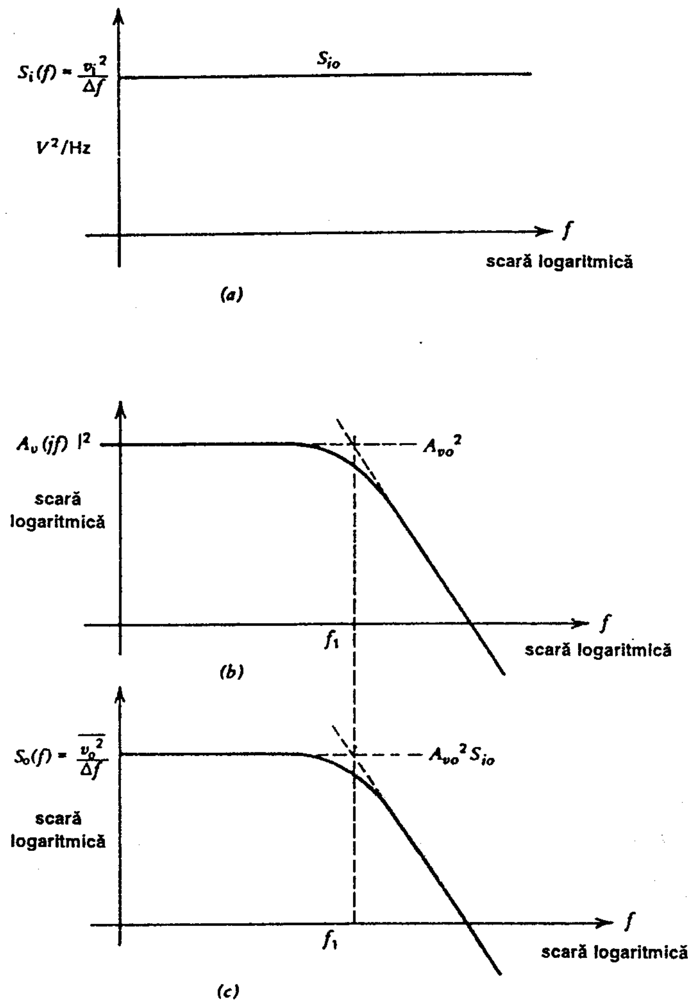


Fig. 11.42 Parametrii care s-au presupus pentru circuitul din fig. 11.41. (*a*) Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot echivalente la intrare. (*b*) Funcţia de transfer a circuitului, la pătrat. (*c*) Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la ieşire.

Frecvenţa f_N se alege în aşa fel încât să se obţină *aceeaşi* tensiune totală de zgomot la ieşire, ca şi pentru circuitul iniţial, dacă la intrare se aplică o aceeaşi tensiune de zgomot. Deci

$$\overline{v_{oT}^2} = S_{i0} A_{v0}^2 f_N \, . \tag{11.125}$$

Egalând (11.119) şi (11.120) se obţine

$$f_N = \frac{1}{A_{v0}^2} \int_0^{\infty} |A(jf)|^2 \, df \tag{11.126}$$

unde f_N este *banda echivalentă de zgomot* a circuitului.

Deşi acest rezultat s-a obţinut pentru cazul unei funcţii de transfer tensiune-tensiune, el se poate generaliza pentru orice tip de funcţie de transfer. De observat că în condiţiile în care pentru funcţia de transfer a circuitului se dispune de date numerice determinate experimental integrala din expresia 11.126 se poate calcula numeric.

Odată ce a fost determinată banda de zgomot folosind relaţia 11.126, zgomotul total la ieşire se calculează imediat din expresia 11.125. Avantajul prezentat de relaţia 11.126 este dat de *normarea* câştigului circuitului de valoarea sa de la joasă frecvenţă. Ca urmare determinarea lui f_N implică numai cunoaşterea răspunsului în frecvenţă al circuitului care poate fi dat în general, o întreagă clasă de circuite fiind astfel acoperită de rezultatele unui singur calcul. De exemplu, să considerăm un amplificator cu un răspuns în frecvenţă caracterizat de un singur pol, de forma

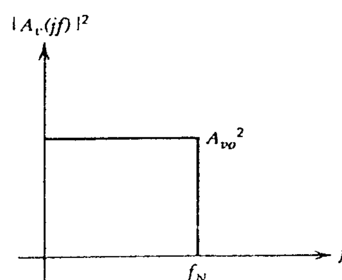


Fig. 11.43 Funcţia de transfer a unui circuit care are la ieşire acelaşi zgomot ca şi un circuit cu funcţia de transfer specificată în fig. 11.42*b*.

$$A_v(jf) = \frac{A_{v0}}{1 + j\dfrac{f}{f_1}} \qquad (11.127)$$

unde f_1 este frecvenţa de -3 dB. Banda de zgomot a acestui circuit se determină din (11.126):

$$f_N = \int_0^{\infty} \frac{df}{1 + \left(\dfrac{f}{f_1}\right)^2} = \frac{\pi}{2} f_1 = 1{,}57 f_1 \,. \qquad (11.128)$$

Acest rezultat dă banda de zgomot pentru *orice* circuit cu un singur pol. Banda de zgomot este de 1,57 ori mai mare decât banda la -3 dB.

■ EXEMPLU

În calitate de exemplu de calcul al benzii de zgomot, să considerăm un amplificator operaţional 741 care lucrează într-o configuraţie cu reacţie, cu un câştig la joasă frecvenţă $A_{v0} = 100$. Se cere să se calculeze zgomotul total de la ieşire, v_{oT}, dat de circuit, în condiţiile în care sursa are o impedanţă nulă şi zgomotul de licărire este neglijabil.

Presupunând că amplificatorul are o valoare a frecvenţei la care câştigul este unitar de 1,5 MHz, rezultă că funcţia de transfer pentru o configuraţie cu câştigul 100 va avea frecvenţa de -3 dB la 15 kHz şi un răspuns caracterizat de un singur pol.

Valoarea benzii de zgomot se obţine din (11.128):

$$f_N = 1{,}57 \times 15 \text{ kHz} = 23{,}5 \text{ kHz} \,. \qquad (11.129)$$

Presupunând că circuitul este alimentat de la o sursă de impedanţă nulă, şi folosind pentru rezistenţa de zgomot echivalentă de la intrare valoarea calculată anterior (16 kΩ), se

obţine pentru densitatea spectrală a tensiunii de zgomot la intrare, la joasă frecvenţă, pentru amplificatorul operaţional 741 o valoare

$$S_{i0} = \frac{\overline{v_i^2}}{\Delta f} = 4kT(16000) = 2{,}66\times 10^{-16}\ \mathrm{V^2/Hz}\ . \tag{11.130}$$

Ţinând cont de $A_{v0}=100$ şi înlocuind (11.124), (11.125) în (11.120) se obţine pentru tensiunea totală de zgomot de la ieşire:

$$\overline{v_{oT}^2} = 2{,}66\times 10^{-16}\times 10^4\times 23{,}5\times 10^3\ \mathrm{V^2} = 6{,}25\times 10^{-8}\ \mathrm{V^2}$$

sau

$$v_{oT} = 250\ \mu\mathrm{V_{ef}}\ .$$

■

Calculele anterioare de bandă de zgomot s-au bazat pe presupunerea că spectrul de zgomot este plat. Deşi această presupunere se verifică de multe ori în practică — conceptul de bandă de zgomot fiind util în aceste cazuri, există totuşi şi multe alte cazuri în care spectrul zgomotului de la intrare este dependent de frecvenţă. În această ultimă situaţie tensiunea de zgomot totală de la ieşire va fi dată de

$$\overline{v_{oT}^2} = \int_0^\infty S_o(f)\,\mathrm{d}f = \tag{11.131}$$

$$= \int_0^\infty |A_v(jf)|^2 S_i(f)\,\mathrm{d}f \tag{11.132}$$

unde $A_v(jf)$ este câştigul în tensiune al circuitului iar $S_i(f)$ este densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la intrare. Notând A_{vs} valoarea câştigului în tensiune al circuitului la frecvenţa semnalului aplicat la intrare, tensiunea totală de zgomot echivalent la intrare devine

$$\overline{v_{iT}^2} = \frac{1}{A_{vS}^2}\int_0^\infty |A_v(jf)|^2 S_i(f)\,\mathrm{d}f \tag{11.133}$$

$$= \int_0^\infty \left|\frac{A_v(jf)}{A_{vS}}\right|^2 S_i(f)\,\mathrm{d}f\,. \tag{11.134}$$

Ecuaţia 11.134 arată că, în general, tensiunea totală de zgomot echivalentă la intrare a unui circuit se obţine prin integrarea produsului dintre spectrul tensiunii de zgomot de la intrare şi funcţia normată a câştigului în tensiune. O ultimă chestiune care va fi abordată în această secţiune este aceea care apare atunci când se calculează zgomotul de licărire în amplificatoarele de curent continuu.

Fie de exemplu, un amplificator care are o densitate spectrală a zgomotului de la intrare ca aceea indicată în fig. 11.44*a* şi un câştig în tensiune care este constant începând din curent continuu până la $f_1 = 10$ kHz, frecvenţă la care scade brusc (vezi fig. 11.44*b*).

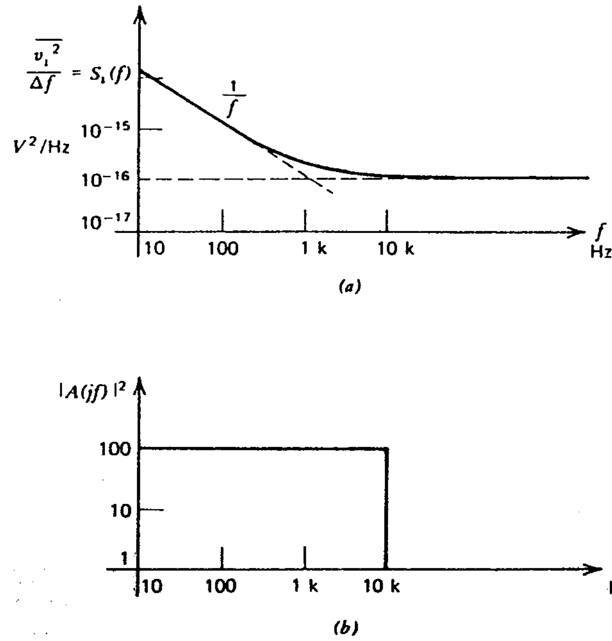


Fig. **11.44** (*a*) Densitatea spectrală a tensiunii de zgomot de la intrare, pentru un circuit. (*b*) Pătratul funcției de transfer a circuitului.

Tensiunea totală de zgomot echivalent la intrare rezultă din (11.134):

$$\overline{v_{iT}^2} = \int_0^{f_1} S_i(f)\,\mathrm{d}f = \int_0^{f_1}\left(1 + \frac{1000}{f}\right)\times 10^{-16}\,\mathrm{d}f = 10^{-16}[f + 1000\,\ln f]_0^{f_1}\,. \qquad (11.135)$$

Evaluarea expresiei 11.135 introduce următoarea problemă: dacă se utilizează limita inferioară de integrare 0, $\overline{v_{iT}^2}$ rezultă infinit, rezultat care sugerează o putere infinită a zgomotului de tip $1/f$. În practică, măsurătorile spectrului zgomotului în $1/f$ arată că dependența de tip $1/f$ se verifică până la cele mai joase frecvențe la care s-a măsurat (cicli pe zi și chiar mai puțin).

Această problemă se poate rezolva numai dacă se observă că zgomotul în $1/f$ devine eventual de nedeslușit față de driftul termic și că limita inferioară de integrare trebuie specificată de perioada de observare. De exemplu luând ca limită inferioară de integrare $f_2 = 1$ ciclu/zi $= 1{,}16\times10^{-5}$ Hz și modificând corespunzător limita în (11.135) se găsește

$$\overline{v_{iT}^2} = 10^{-16}[f + 1000\,\ln f]_{f_2}^{f_1} = 10^{-16}\left[(f_1 - f_2) + 1000\,\ln\frac{f_1}{f_2}\right]. \qquad (11.136)$$

Înlocuind în (11.136) $f_1 = 10$ kHz și $f_2 = 1{,}16\times10^{-5}$ Hz se obține

$$\overline{v_{iT}^2} = 10^{-16}(10000 + 20600) = 3{,}06\times10^{-12}\ \mathrm{V}^2$$

valoarea eficace fiind

$$v_{iT} = 1{,}75\ \mu V_{ef}\ .$$

Dacă limita inferioară de integrare se schimbă la 1 ciclu/an=$3{,}2\times10^{-8}$ Hz, din (11.136) rezultă

$$\overline{v_{iT}^2} = 10^{-16}(10000 + 26500) = 3{,}65\times10^{-12}\ V^2$$

sau

$$v_{iT} = 1{,}9\ \mu V_{ef}\ .$$

Tensiunea de zgomot se modifică foarte slab odată cu reducerea în continuare a frecvenţei f_2 din cauza logaritmului din (11.136).

11.10 FACTORUL DE ZGOMOT ŞI TEMPERATURA DE ZGOMOT

11.10.1 Factorul de zgomot

Metoda cea mai generală de specificare a performanţelor de zgomot ale circuitelor este aceea a generatoarelor de zgomot de la intrare, descrisă anterior. Pentru unele situaţii particulare, se utilizează însă metode specializate de specificare a performanţelor de zgomot, care sunt convenabile tocmai pentru aceste situaţii. În continuare se vor descrie două dintre aceste metode.

O metodă de specificare utilizată curent a performanţelor de zgomot ale unui dispozitiv sau circuit face apel la *factorul de zgomot*, *F*. Dezavantajul acestei metode este dat de faptul că ea este limitată la situaţiile în care impedanţa sursei este rezistivă, ceea ce face imposibilă utilizarea sa în multe aplicaţii în care conteză zgomotul. Factorul de zgomot cunoaşte, totuşi, o utilizare largă în specificarea performanţelor de zgomot în sistemele de comunicaţii, unde impedanţa sursei de semnal este adeseori rezistivă.

Definiţia factorului de zgomot al unui circuit este următoarea:

$$F = \frac{\text{raportul semnal-zgomot la intrare}}{\text{raportul semnal-zgomot la ieşire}} = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o}\ . \qquad (11.137)$$

Factorul de zgomot F se exprimă de obicei în dB. Utilitatea conceptului de factor de zgomot rezultă chiar din definiţia sa, deoarece oferă o măsură a degradării, determinată de circuit, a raportului semnal-zgomot (S/N). De exemplu, dacă raportul S/N la intrarea circuitului este de 50 dB, iar factorul de zgomot este de 5 dB, atunci raportul S/N la ieşire va fi de 45 dB.

Fie un circuit oarecare, ca în fig. 11.45, unde S reprezintă puterea de semnal, iar N puterea de zgomot. Întotdeauna se consideră că puterea de zgomot la intrare N_i este dată de zgomotul din *rezistenţa sursei*. Puterea de zgomot la ieşire N_o este puterea totală de zgomot care include atât contribuţia circuitului cât şi zgomotul care provine de la rezistenţa sursei.

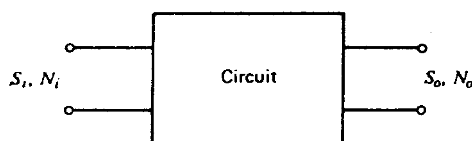


Fig. 11.45 Puterea de semnal şi puterea de zgomot la intrarea şi la ieşirea unui circuit oarecare.

Factorul de zgomot, în conformitate cu (11.137), va fi dat de

$$F = \frac{S_i}{N_i}\frac{N_o}{S_o} . \tag{11.138}$$

Pentru un *amplificator ideal nezgomotos*, zgomotul care există la ieşire provine din rezistenţa sursei de semnal la intrare. Notând G câştigul în putere al circuitului, semnalul la ieşire, S_o, şi zgomotul la ieşire, N_o, vor fi date de:

$$S_o = GS_i , \tag{11.139}$$

$$N_o = GN_i . \tag{11.140}$$

Înlocuind (11.139) şi (11.140) în (11.138) se obţine pentru cazul amplificatorului ideal nezgomotos $F=1$ sau 0 dB.

O altă definiţie pentru factorul de zgomot F se poate obţine din (11.138):

$$F = \frac{S_i}{N_i}\frac{N_o}{S_o} = \frac{N_o}{GN_i} \tag{11.141}$$

Expresia 11.141 se poate scrie

$$F = \frac{\text{zgomotul total la ieşire}}{\text{partea din zgomotul de la ieşire datorată rezistenţei sursei}} . \tag{11.142}$$

Trebuie observat că factorul de zgomot F fiind specificat ca raport de *puteri* valoarea sa în dB este dată de $10\log_{10}$(valoarea raportului).

Calculele din secţiunea precedentă au arătat că pentru majoritatea circuitelor parametrii de zgomot variază cu frecvenţa, aastfel încât pentru calculul factorului de zgomot va fi necesară specificarea benzii circuitului pentru care se face calculul. De multe ori factorul de zgomot este specificat pentru *o bandă îngustă*, Δf, centrată pe o frecvenţă f, astfel ca $\Delta f \ll f$; denumirea sa în acest caz devine *factorul de zgomot de bandă îngustă**. Factorul de zgomot de bandă îngustă se aplică amplificatoarelor acordate şi amplificatoarelor de bandă largă care sunt urmate de circuite selective în frecvenţă. Pentru amplificatoarele de bandă largă, se specifică adeseori un factor de zgomot *mediu*, care impune calculul zgomotului total de la ieşire în banda de frecvenţe de interes, calcul care se realizează prin metodele descrise în secţiunile precedente.

În multe cazuri, cea mai convenabilă cale de calcul a factorului de zgomot o constituie revenirea la circuitul echivalent iniţial al dispozitivului, cu generatoarele sale de zgomot fundamentale. Totuşi, o oarecare apreciere a efectului pe care îl au parametrii circuitului asupra factorului de zgomot se poate obţine prin utilizarea reprezentării prin generatoare de zgomot echivalente la intrare, din fig. 11.46.

În această figură, un circuit cu impedanţa de intrare z_i şi câştigul în tensiune $G=v_o/v_x$ este atacat cu un semnal furnizat de o sursă cu rezistenţa R_S şi comandă o sarcină R_L. Rezistenţa sursei are un zgomot termic $\overline{i_s^2}$, iar zgomotul propriu al circuitului este reprezentat de $\overline{i_i^2}$ şi $\overline{v_i^2}$, presupuse necorelate.

* *Spot noise figure* în literatura de limbă engleză (n.t.).

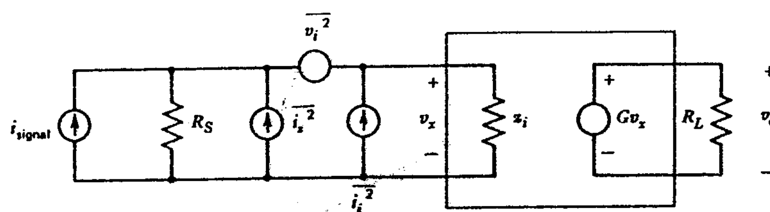


Fig. 11.46 Reprezentarea zgomotului prin generatoare de zgomot echivalente la intrare pentru calculul factorului de zgomot.

Zgomotul la terminalele de intrare datorat generatoarelor $\overline{v_i^2}$ şi $\overline{i_i^2}$ este

$$v_{xA} = v_i \frac{z_i}{z_i + R_S} + i_i \frac{R_S z_i}{R_S + z_i},$$

deci

$$\overline{v_{xA}^2} = \overline{v_i^2} \frac{|z_i|^2}{|z_i + R_S|^2} + \overline{i_i^2} \frac{|R_S z_i|^2}{|R_S + z_i|^2}. \tag{11.143}$$

Puterea de zgomot în rezistenţa R_L, produsă de $\overline{v_i^2}$ şi $\overline{i_i^2}$ este dată de:

$$N_{oA} = \frac{|G|^2}{R_L}\overline{v_{xA}^2} = \frac{|G|^2}{R_L}\left[\overline{v_i^2} \frac{|z_i|^2}{|z_i + R_S|^2} + \overline{i_i^2} \frac{|R_S z_i|^2}{|R_S + z_i|^2}\right]. \tag{11.144}$$

Puterea de zgomot în rezistenţa R_L produsă de generatorul de zgomot $\overline{i_s^2}$ al rezistenţei R_S este

$$N_{oB} = \frac{|G|^2}{R_L} \frac{|R_S z_i|^2}{|R_S + z_i|^2} \overline{i_s^2}. \tag{11.145}$$

Zgomotul dat de rezistenţa sursei, într-o bandă îngustă Δf, este

$$\overline{i_s^2} = 4kT\frac{1}{R_S}\Delta f \tag{11.146}$$

Înlocuind (11.146) în (11.147) se găseşte

$$N_{oB} = \frac{|G|^2}{R_L} \frac{|R_S z_i|^2}{|R_S + z_i|^2} 4kT\frac{1}{R_S}\Delta f. \tag{11.147}$$

Folosind definiţia 11.142 a factorului de zgomot şi înlocuind cu mărimile date de (11.147) şi (11.144) se obţine

$$F = \frac{N_{oA} + N_{oB}}{N_{oB}} = 1 + \frac{N_{oA}}{N_{oB}} = \tag{11.148}$$

$$= 1 + \frac{\overline{v_i^2}}{4kTR_S\Delta f} + \frac{\overline{i_i^2}}{4kT\frac{1}{R_S}\Delta f} \,. \qquad (11.149)$$

Expresia 11.149 dă factorul de zgomot de bandă *îngustă* presupunând neglijabilă corelaţia între $\overline{v_i^2}$ şi $\overline{i_i^2}$. Trebuie observat că F este *independent* de toţi parametrii circuitului (g, z_i, R_L) cu excepţia rezistenţei sursei R_S şi a generatoarelor de zgomot.

Din 11.149 rezultă că valoarea factorului de zgomot F trece printr-un minimum atunci când variază rezistenţa R_S. Pentru valori foarte mici ale rezistenţei R_S, generatorul $\overline{v_i^2}$ este dominant pe când pentru valori foarte mari ale rezistenţei R_S, cel mai important devine generatorul $\overline{i_i^2}$. Prin derivarea expresiei 11.149 faţă de R_S şi egalarea cu zero derivatei, se obţine valoarea R_S pentru care F este minim:

$$R_{S_{opt}}^2 = \frac{\overline{v_i^2}}{\overline{i_i^2}} \,. \qquad (11.150)$$

Acest rezultat este valabil în general, chiar dacă corelaţia este semnificativă. Graficul dependenţei factorului de zgomot, F, în dB, în funcţie de R_S este indicat în fig.11.47.

Existenţa unei valori minime a factorului de zgomot este unul din motivele largii răspândiri a folosirii transformatoarelor la intrarea amplificatoarelor acordate de zgomot mic. Utilizarea transformatorului permite ca impedanţa sursei să fie adusă la valoarea pentru care factorul de zgomot este minim, simultan cu realizarea condiţiei de pierderi minime în circuit.

Ca exemplu, să considerăm factorul de zgomot al unui tranzistor bipolar la frecvenţe joase spre moderate, la care sunt neglijabile atât zgomotul de licărire cât şi efectele de înaltă frecvenţă. Din expresiile 11.50 şi 11.57 se obţine

$$\overline{v_i^2} = 4kT\left(r_b + \frac{1}{2g_m}\right)\Delta f \,,$$

$$\overline{i_i^2} = 2qI_B\Delta f = 2q\frac{I_C}{\beta_F}\Delta f \,.$$

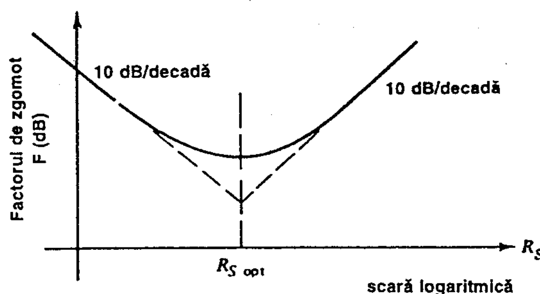


Fig. 11.47 Dependenţa factorului de zgomot de rezistenţa R_S a sursei de semnal.

Înlocuirea acestor expresii în (11.150) duce la

$$R_{Sopt} = \frac{\sqrt{\beta_F}}{g_m}\sqrt{1 + 2g_m r_b}\ . \qquad (11.151)$$

Înlocuind R_{Sopt} în (11.149), pentru factorul de zgomot rezultă expresia:

$$F_{opt} \approx 1 + \frac{1}{\sqrt{\beta_F}}\sqrt{1 + 2g_m r_b} \qquad (11.152)$$

Pentru $I_C = 1$ mA, $\beta_F = 100$ şi $r_b = 50\ \Omega$, din (11.151) se obţine $R_{Sopt} = 572\ \Omega$ şi $F_{opt} = 1{,}22$ (sau, exprimat în dB, $10\log_{10}1{,}22 = 0{,}9$ dB). Se observă că F_{opt} scade odată cu creşterea lui β_F şi cu scăderea rezistenţei r_b şi a transconductanţei g_m. Totuşi creşterea lui β_F şi scăderea lui g_m determină o creştere a valorii R_{Sopt}, care se poate dovedi a fi greu de realizat practic.

Să considerăm, ca un alt exemplu, şi un TEC la joasă frecvenţă. Neglijând zgomotul de licărire pentru generatoarele de zgomot echivalente de la intrare din *Secţiunea 11.5.2*, se obţin expresiile:

$$\overline{v_i^2} \approx 4kT\frac{2}{3}\frac{1}{g_m}\Delta f\ , \qquad (11.153)$$

$$\overline{i_i^2} \approx 0\ . \qquad (11.154)$$

Folosind aceste rezultate în (11.149) şi (11.150), se găseşte că $R_{Sopt} \to \infty$ şi $F_{opt} \to 0$. Rezultă că TEC va avea performanţe de zgomot excelente atunci când este atacat de surse de impedanţă mare. Totuşi, dacă rezistenţa sursei este mică (kΩ sau mai puţin), iar utilizarea transformatoarelor nu este posibilă, factorul de zgomot al TEC poate fi mai slab decât acela al tranzistorului bipolar. Pentru valori ale rezistenţei de sursă de ordinul MΩ şi mai mult, TEC are în mod uzual factorul de zgomot semnificativ *mai mic* decât tranzistorul bipolar.

11.10.2 Temperatura de zgomot

Temperatura de zgomot este o altă posibilitate de specificare a performanţelor de zgomot. Ea este strâns legată de factorul de zgomot. Temperatura de zgomot, T_n, a unui circuit se defineşte drept temperatura la care trebuie menţinută rezistenţa sursei, R_S, astfel încât zgomotul la ieşirea circuitului care provine din R_S să fie egal cu zgomotul dat chiar de circuit. Aplicând această definiţie circuitului din fig. 11.46, zgomotul la ieşire N_{oA} datorat numai circuitului rămâne nemodificat în timp ce zgomotul la ieşire datorat rezistenţei sursei devine

$$N'_{oB} = \frac{|G|^2}{R_L}\frac{|R_S z_i|^2}{|R_S + z_i|^2}4kT_n\frac{1}{R_S}\Delta f\ . \qquad (11.155)$$

Înlocuind N_{oB} din (11.147) în (11.155) se obţine

$$N'_{oB} = N_{oB}\frac{T_n}{T} \qquad (11.156)$$

unde T este temperatura circuitului la care sunt specificate performanţele de zgomot (luată de obicei egală cu 290 K). Înlocuind (11.156) în (11.148) se găseşte

$$\frac{T_n}{T} = (F - 1) \qquad (11.157)$$

unde F este dat ca raport şi *nu* în decibeli.

Rezultă că temperatura de zgomot şi factorul de zgomot sunt legate în mod direct. Principala utilizare a temperaturii de zgomot pentru caracterizarea performanţelor de zgomot se află în domeniul amplificatoarelor de zgomot foarte mic: ea asigură o expandare convenabilă a scalei în apropierea valorii $F=1$.

De exemplu unui factor de zgomot $F=2$ (3 dB) îi corespunde $T_n=290$ K, iar unui factor de zgomot $F=1,1$ (0,4 dB) îi corespunde $T_n=29$ K.

PROBLEME

11.1 Să se calculeze densitatea spectrală a tensiunii de zgomot, în V^2/Hz pentru v_o în circuitul din fig. 11.48. Se va determina apoi zgomotul total într-o bandă de 100 kHz. Se vor neglija efectele capacitive, zgomotul de licărire şi rezistenţa serie a diodei.

11.2 Presupunând că dioda din fig. 11.48 are un zgomot de licărire, să se calculeze şi să se traseze grafic densitatea spectrală a tensiunii de zgomot pentru v_o în V^2/Hz, utilizând scări logaritmice de la $f=1$ Hz la $f=10$ MHz.
Pentru zgomotul de licărire în expresia 11.7 se va lua $a=b=1$, $K_1=3\times10^{-16}$ A.

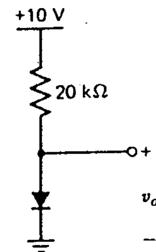


Fig. 11.48 Circuit cu diodă pentru *Problema 11.1* şi *Problema 11.2*.

11.3 Să se repete *Problema 11.2* în situaţia în care în paralel pe diodă este conectat un capacitor de 1000 pF.
Se vor compara rezultatele obţinute prin calcul manual cu acelea obţinute prin simularea cu SPICE.

11.4 Schema de curent alternativ a unui amplificator este indicată în fig. 11.49. Circuitul este comandat de o sursă de curent. Se cunosc: $R_S=1$ kΩ, $R_L=10$ kΩ, $I_C=1$ mA, $\beta=50$, $r_b=0$, $r_o=\infty$.
Neglijând efectele capacitive şi zgomotul de licărire, să se calculeze densitatea spectrală a tensiunii totale de zgomot la ieşire (v_o), în V^2/Hz. Se va calcula apoi semnalul minim detectabil (SMD) la intrare (faţă de i_s) dacă banda circuitului este limitată, printr-o cădere bruscă, la 1 MHz. Se vor compara rezultatele obţinute prin calcul manual cu acelea obţinute prin simularea cu SPICE (aceasta necesită stabilirea unui circuit de polarizare).

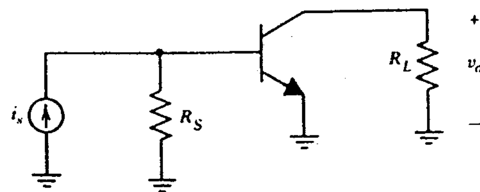


Fig. 11.49 Schema de curent alternativ a amplificatorului din *Problema 11.4* şi *Problema 11.6*.

11.5 Să se repete *Problema 11.4* tranzistorul bipolar fiind înlocuit cu un TECJ care are $g_m=0,5$ mA/V şi un curent rezidual de grilă $I_G=10^{-10}$ A.

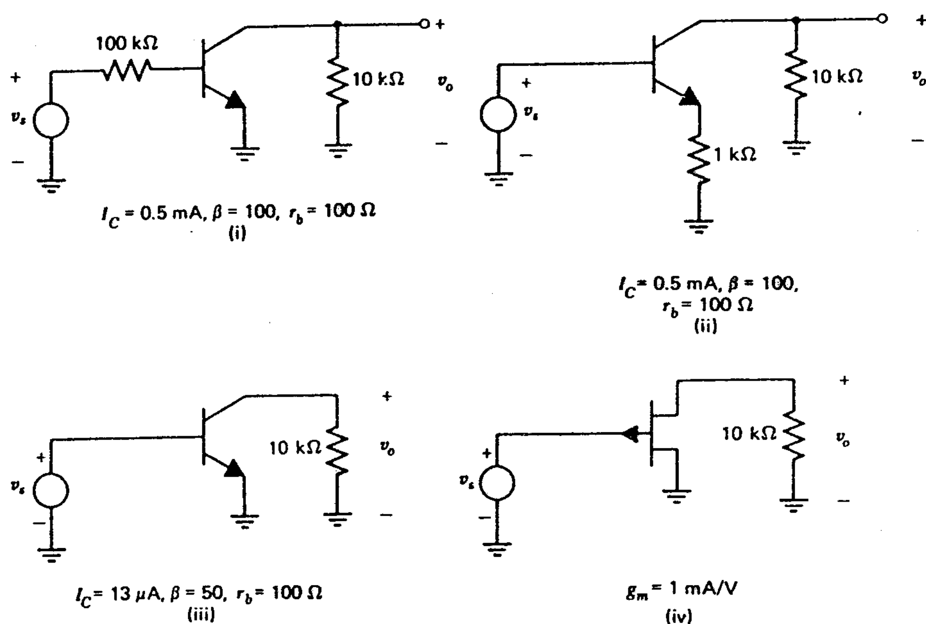


Fig. 11.50 Scheme de curent alternativ pentru patru circuite care realizează o rezistenţă de intrare, $R_i > 100$ kΩ.

11.6 Să se calculeze generatoarele de tensiune şi de curent de zgomot echivalente la intrare pentru circuitul din fig. 11.49 (omiţând rezistorul R_S). Folosind aceste rezultate să se calculeze curentul total de zgomot echivalent la intrare într-o bandă de 2 MHz, pentru circuitul din fig. 11.49, în cazul în care R_S=1 kΩ, comparându-se cu rezultatul din *Problema 11.4*. Se va neglija corelaţia între generatoarele de zgomot.

11.7 În schemele (desenate numai în curent alternativ) din fig. 11.50 sunt indicate patru metode pentru obţinerea unei impedanţe de intrare cu o valoare mai mare de 100 kΩ.
(*a*) Neglijând zgomotul de licărire şi efectele capacitive, să se determine expresiile pentru generatoarele de tensiune şi curent de zgomot echivalente ale acestor circuite. Pentru circuitul (I) acestea vor fi pe partea dinspre *sursa* de semnal a rezistenţei de 100 kΩ.
(*b*) Presupunând că etajele care urmează limitează banda la 0—20 kHz, cu o tăiere bruscă, să se calculeze pentru fiecare caz mărimea tensiunii totale de zgomot echivalente la intrare. Se vor compara apoi aceste circuite din punctul de vedere al utilizării în amplificatoare de zgomot mic comandate de surse de semnal de impedanţă mică.

11.8 Neglijând efectele capacitive, să se calculeze generatoarele de tensiune şi de curent de zgomot echivalente la intrare pentru circuitul (IV) din fig. 11.50. Se va presupune că densitatea spectrală a zgomotului de licărire a curentului de drenă al TECJ devine egală cu aceea a zgomotului termic la o frecvenţă la 100 kHz. Presupunând că etajele următoare limitează banda la 10^{-3}—10 kHz cu o tăiere bruscă, să se calculeze valoarea tensiunii totale de zgomot echivalente la intrare.

11.9 În fig. 11.51 este prezentată schema unui Darlington BiCMOS. Neglijând efectele de frecvenţă să se calculeze pentru acest circuit valorile generatoarelor echivalente de zgomot la intrare, de tensiune şi de curent, presupunând că valoarea de curent continuu a tensiunii V_i a fost ajustată astfel încât să se obţină $I_{C1} = 1$ mA. Datele tranzistoarelor sunt următoarele: $\mu_n C_{ox}=60$ μA/V^2, $V_t=$ 0,7 V, $\lambda=0$, $W=100$ μm, $L=1$ μm pentru TEC-MOS şi $I_S=10^{-16}$ A, $V_A=\infty$, $\beta=100$, $r_b=100$ Ω pentru tranzistorul bipolar. Rezultatele calculelor se vor verifica prin simulare cu SPICE. După aceasta se vor adăuga $C_{gs}=150$ fF, $C_{sb}=50$ fF pentru TECMOS şi $C_\mu=50$ fF, $f_T=10$ GHz pentru tranzistorul bipolar şi se va utiliza SPICE pentru a determina frecvenţa la care densitatea spectrală a generatorului de zgomot echivalent la intrare de tensiune $\overline{v_i^2}$ se dublează. Tot folosind SPICE se va determina, la această frecvenţă, densitatea spectrală a generatorului de zgomot echivalent la intrare de curent.

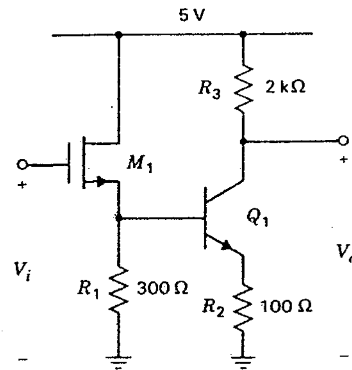


Fig. 11.51. Circuitul Darlington BiCMOS pentru *Problema 11.9.*

11.10 Schema de curent alternativ a unui amplificator de mică impedanţă de intrare, cu baza comună, este dată în fig. 11.52.

(*a*) Să se calculeze generatoarele de tensiune de zgomot şi de curent de zgomot echivalente la intrare, în emitorul tranzistorului Q_1, ştiind că $I_{C1}=I_{C2}=1$ mA, $r_{b1}=r_{b2}=0$, $\beta_1=\beta_2=100$, $f_{T1}=f_{T2}=400$ MHz. Zgomotul de licărire se va neglija, dar se vor include efectele capacitive în tranzistoare. Se vor verifica rezultatele prin simulare cu SPICE.

(*b*) Dacă $R_S=5$ kΩ şi etajele următoare limitează banda la 150 MHz, cu o tăiere netă, să se calculeze valoarea curentului de semnal i_s pentru care se obţine la ieşire un raport semnal-zgomot de 10 dB.

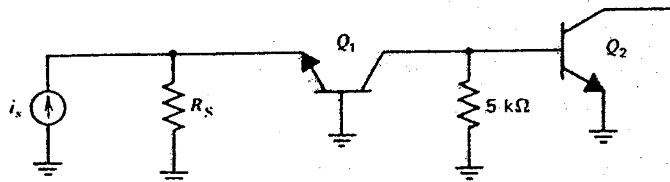


Fig. 11.52 Schema de curent alternativ a unui amplificator cu baza comună pentru *Problema 11.10.*

11.11 În fig. 11.53*a* este indicată schema unui etaj de intrare care utilizează tranzistoare super-β.

(*a*) Neglijând zgomotul de licărire şi efectele capacitive să se calculeze generatoarele de tensiune de zgomot şi de curent de zgomot echivalente la intrare, $\overline{v^2}$ şi $\overline{i^2}$. Se cunosc: $I_{EE}=1$ μA, $\beta_1=\beta_2=5000$, $r_{b1}=r_{b2}=500$ Ω.

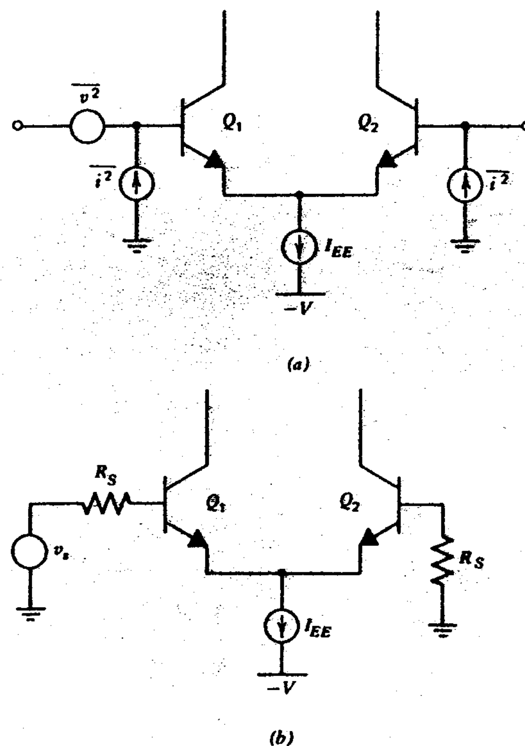


Fig. 11.53 Etajele de intrare cu tranzistoare super-β din *Problema 11.11*.

(*b*) Dacă circuitul este comandat de o sursă de semnal a cărei rezistenţă este R_S= 100 MΩ (vezi fig. 11.53*b*) să se calculeze tensiunea totală de zgomot echivalentă de la intrare (bornele de intrare sunt bornele lui v_s), într-o bandă de 1 kHz.

11.12 Să se repete *Problema 11.11* dacă dispozitivele active sunt TECJ cu $I_G=10^{-11}$ A şi g_m=0,5 mA/V.

11.13 Dacă în paralel pe dioda din fig. 11.48 se conectează o capacitate de 100 pF să se calculeze banda de zgomot a circuitului, iar apoi zgomotul *total* la ieşire (în v_o). Se va neglija zgomotul de licărire şi rezistenţa serie a diodei.

11.14 Se consideră etajul diferenţial din fig. 11.54.

(*a*) Neglijând zgomotul de licărire să se calculeze expresiile pentru generatoarele de tensiune şi curent de zgomot echivalente la intrare în baza tranzistorului Q_1. Se vor verifica rezultatele prin simulare cu SPICE.

(*b*) Presupunând că circuitul are în răspunsul său în frecvenţă un pol dominant la 30 MHz şi R_S=50 Ω să se calculeze tensiunile de zgomot echivalente la intrare şi ieşire. Se cunosc: $\beta=100$, r_b=200 Ω.

11.15 Să se calculeze rezistenţa sursei care realizează valoarea minimă a factorului de zgomot şi valorile corespunzătoare ale factorului de zgomot, în dB, pentru un tranzistor bipolar cu următorii parametri:

(*a*) I_C=1 mA, β_F=50, r_b=100 Ω;

(*b*) I_C=10 μA, β_F=100, r_b=300 Ω.

Se vor neglija zgomotul de licărire şi efectele capacitive.

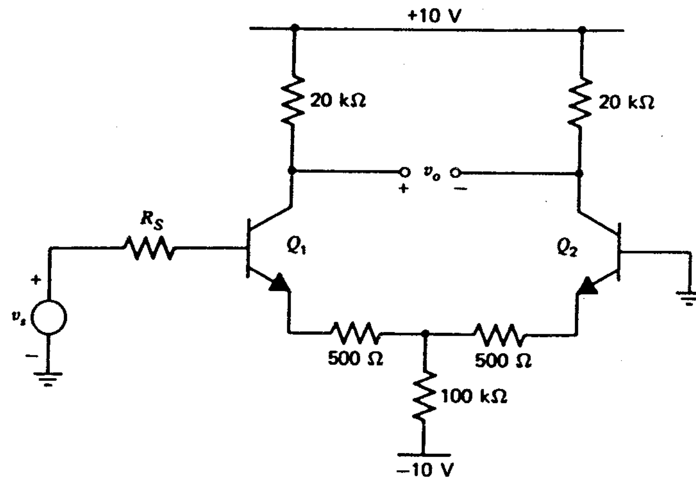


Fig. 11.54 Etajul de intrare cu pereche diferențială din *Problema 11.14.*

11.16 Să se repete *Problema 11.15* dacă tranzistorul are frecvența de colț a zgomotului de licărire la 1 kHz. Să se calculeze apoi factorul de zgomot de bandă îngustă la 500 Hz.

11.17 Să se repete *Problema 11.15* în condițiile în care în emitorul tranzistorului se conectează un rezistor de 1 kΩ.

11.18 (*a*) Neglijând zgomotul de licărire și efectele capacitive să se calculeze factorul de zgomot, în dB, pentru circuitul din fig. 11.54 cu R_S=50 Ω.

(*b*) Dacă R_S este egal cu 100 Ω (I) sau cu 200 kΩ (II) factorul de zgomot va crește sau se va micșora? Să se explice.

(*c*) Dacă R_S=200 kΩ și pentru fiecare tranzistor frecvența de colț a zgomotului de licărire este de 10 kHz, să se calculeze frecvența (în zona frecvențelor joase) la care factorul de zgomot de bandă îngustă este de 20 dB.

11.19 (*a*) Se consideră amplificatorul cu reacție paralel din fig. 11.55. Folosind pentru tranzistor generatoarele de zgomot echivalente la intrare, să se calculeze factorul de zgomot de bandă îngustă al acestui circuit, în dB, pentru R_S=10 kΩ. Se cunosc: I_C=0,5 mA, β=50, r_b=100 Ω. Se vor neglija zgomotul de licărire și efectele capacitive.

(*b*) Dacă tranzistorul are f_T=500 MHz să se calculeze frecvența la care factorul de zgomot este cu 3 dB peste valoarea de la joasă frecvență.

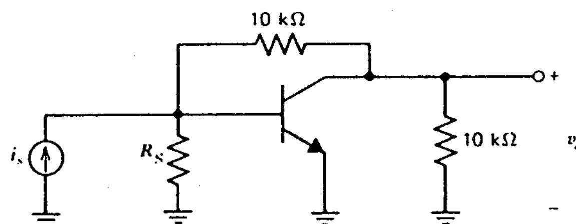


Fig. 11.55 Schema de curent alternativ a etajului de amplificare cu reacție paralel din *Problema 11.19.*

11.20 (*a*) Neglijând efectele capacitive, să se calculeze factorul de zgomot în dB pentru circuitul din fig. 11.52 cu R_S=5 kΩ. Se vor folosi datele din *Problema 11.10.*
(*b*) Dacă frecvența de colț a zgomotului de licărire este pentru fiecare tranzistor de 1 kHz, să se calculeze frecvența (aflată în zona frecvențelor joase) la care factorul de zgomot de bandă îngustă este de 3 dB peste valoarea dedusă la punctul (*a*) al problemei.

11.21 Neglijând zgomotul de licărire, să se calculeze tensiunea totală de zgomot echivalentă de la intrare pentru amplificatorul MC 1553 (vezi fig. 8.22*a*). Se va lua β=100, r_b=100 Ω şi se va presupune o cădere bruscă în răspunsul în frecvență la 50 MHz. Apoi se va calcula valoarea medie a factorului de zgomot a circuitului pentru o rezistență de sursă de 50 Ω.

11.22 Neglijându-se efectele capacitive, să se calculeze curentul total de zgomot echivalent de la intrare pentru circuitul cu reacție paralel-paralel din fig. 8.40 într-o bandă de 0,01 Hz—100 kHz. Se va lua β=200, r_b=300 Ω, I_C=1 mA; frecvența de colț a zgomotului de licărire a tranzistoarelor este f_a=5 kHz.

11.23 Amplificatorul BiCMOS din fig. 3.65 se foloseşte ca amplificator de transconductanță. Semnalul de intrare este dat de o sursă de curent care are la borne o capacitate paralel C_S=1 pF. Presupunând că răspunsul în frecvență este dominat de C_S şi de C_{gs1}=0,5 pF să se calculeze densitatea spectrală a curentului de zgomot echivalent la intrare la joasă frecvență şi la frecvența de −3 dB a funcției de transfer. Se vor folosi datele din *Problema 3.12.*
Se va utiliza SPICE pentru a verifica rezultatele şi pentru a investiga efectele date de adăugarea unei rezistențe r_b=200 Ω în modelul de tranzistor bipolar.

11.24 O sursă de curent MOS de tipul prezentat în fig. 4.5 trebuie proiectată astfel încât să realizeze la ieşire un curent de zgomot minim. Cele două tranzistoare trebuie să fie identice iar suma ariilor de grilă nu trebuie să depăşească 1000 μm^2. Se va neglija zgomotul în rezistorul R. Dimensiunile W şi L ale tranzistoarelor se vor alege în condițiile următoarele două cazuri diferite:
(*a*) Zgomotul $1/f$ este dominant;
(*b*) Zgomotul termic este dominant.
Se va presupune că L_d şi X_d sunt nule. Valoarea minimă permisă pentru lungimea şi lățimea tranzistorului este de 6 μm. Rezultatele proiectării se vor verifica prin simulare cu SPICE.

11.25 Pentru amplificatorul operațional CMOS prezentat în fig. 6.52 să se calculeze tensiunea echivalentă de zgomot la intrare, la următoarele frecvențe: 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz. Se vor folosi datele din *Tabelul 2.1*; se va presupune că în punctul static de interes X_d=1 μm, L_d=0,3 μm şi dX_d/dV_{DS}=0,1 μm/V pentru toate tranzistoarele. Pentru acestă problemă se va considera că grila tranzistorului M_9 este legată la sursa de alimentare pozitivă şi că raportul W/L pentru acelaşi tranzistor a fost ales optim, astfel încât să compenseze zeroul din semiplanul drept. Se va folosi expresia 11.69 a zgomotului de licărire, în care valoarea coeficientului K_f este de 3×10^{-12} V^2pF. Rezultatele obținute se vor verifica prin simulare cu SPICE.

11.26 Folosind SPICE se va verifica analiza de zgomot a amplificatorului operațional 741 realizată în *Secțiunea 11.8*. Apoi se vor adăuga generatoarele de zgomot de licărire. În expresia 11.13 se va considera a=1. Frecvența de colț a zgomotului de licărire a tranzistorului este de 1 kHz. Care dispozitiv domină comportarea de zgomot la frecvența de 1 Hz?

BIBLIOGRAFIE

1. M. Schwartz. *Information Transmission, Modulation and Noise*, McGraw-Hill, New York, 1959, Capitolul 5.
2. W.B. Davenport, Jr. şi W.L. Root. *An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise*, McGraw-Hill, New York, 1958, Capitolul 7.
3. J.L. Lawson şi G.E. Uhlenbeck. *Threshold Signals*, McGraw-Hill, New York, 1950, Capitolul 4.
4. A. Van der Ziel. *Noise*, Prentice-Hall, New-York, 1954, Capitolul 5.
5. W.B. Davenport, Jr. şi W.L. Root, op. cit., Capitolul 9.
6. J.L. Plumb şi E.R. Chenette. "Flicker Noise in Transistors", *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. ED-10, pp. 304—308, September 1963.
7. R.C. Jaeger şi A.J. Broderson. "Low-Frequency Noise Sources in Bipolar Junction Transistors", *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. ED-17, pp. 128—134, February 1970.
8. M. Nishida. "Effects of Diffused-Induced Dislocations on the Excess Low-Frequency Noise", *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. ED-20, pp. 221—226, March 1973.
9. R.G. Meyer, L. Nagel şi S.K. Lui. "Computer Simulation of 1/*f* Noise Performance of Electronic Circuits", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-8, pp. 237—240, June 1973.
10. R.H. Haitz. "Controlled Noise Generation with Avalanche Diode", *IEEE Transaction on Electron Devices*, vol. ED-12, pp. 1981—207, April 1965.
11. D.G. Peterson. "Noise Performance of Transistors", *IRE Transaction on Electron Devices*, Vol. ED-9, pp. 296—303, May 1962.
12. A. Van der Ziel. "Thermal Noise in Field-Effect Transistors", *Proceedings IRE*, Vol. 44, pp. 609—638, May 1956.
13. C.T. Sah. "Theory of Low-Frequency Generation Noise in Junction-Gate Field-Effect Transistors", *Proceedings IEEE*, Vol. 50, pp. 795—814, July 1964.
14. W.R. Bennett. "Methods of Solving Noise Problems", *Proceedings IRE*, Vol. 44, pp. 609—638, May 1956.
15. E.M. Cherry şi D.E. Hooper. *Amplifying Devices and Low-Pass Amplifier Design*, Wiley, New-York, 1968, Capitolul 8.
16. H.A. Haus ş.a. "Representation of Noise in Linear Twoports", *Proceedings IRE*, Vol. 48. pp. 69—74, January 1960.
17. M.B. Das şi J.M. Moore. "Measurement and Interpretation of Low-Frequency Noise in FETs", *IEEE Transaction on Electron Devices*, Vol. ED-21, pp. 247—257, April 1974.

INDEX ROMÂN—ENGLEZ DE TERMENI